

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



TRABAJO FIN DE MÁSTER

Estudio de diferentes modelos de transiciones entre guías de onda de tipo rectangular, ridge y coaxial

Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación

Autor: Beatriz Cámara de la Peña
Tutor: Jorge Alfonso Ruiz Cruz

JUNIO 2019

ESTUDIO DE DIFERENTES MODELOS DE TRANSICIONES ENTRE GUÍAS DE ONDA DE TIPO RECTANGULAR, RIDGE Y COAXIAL

AUTOR: Beatriz Cámara de la Peña

TUTOR: Jorge Alfonso Ruiz Cruz



Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

JUNIO 2019

Resumen

Los sistemas de comunicaciones han ido evolucionando con el fin de facilitar el intercambio de información, utilizando nuevas metodologías capaces de cumplir requerimientos como latencias bajas o mayor cobertura y velocidad de transmisión. Las interferencias son un problema real debido a la explotación del espectro de frecuencias, obligando a los sistemas a utilizar tecnologías novedosas y a trabajar en bandas de operación cada vez más altas para evitar efectos de desvanecimiento o interferencias. Los radares militares, radioenlaces terrestres o los sistemas de tele-emergencia son sistemas que integran dichas metodologías mejorando la calidad de los enlaces.

El uso de estas nuevas metodologías, se debe al aumento de las pérdidas por propagación en espacio libre al trabajar en bandas altas del espectro. Entre ellas, destacan las guías de onda, que utilizan su dieléctrico para transportar las ondas electromagnéticas a altas potencias y con bajas pérdidas, mejorando así la calidad del enlace. Para analizar la propagación de dichas ondas, se resuelven las ecuaciones de Maxwell con las condiciones de contorno que determinen los materiales del sistema; a las soluciones se las denomina modos. En microondas, algunos de los medios guiados por soporte físico son el cable coaxial, guía rectangular y ridge, que son los utilizados en este Trabajo Fin de Máster (TFM), operando cada uno a un modo diferente.

El canal de transmisión es el medio que soporta la propagación de las señales, utilizando una banda del espectro específica. Para enlazar al receptor y transmisor de los sistemas que operan en bandas de microondas o milimétricas se necesitan componentes *hardware*: multiplexores, filtros, acopladores, etc. Estos dispositivos, en el sistema, o para su caracterización experimental, necesitan de transiciones que permitan convertir la energía que se transporta entre medios de transmisión de diferentes características.

El diseño de estas transiciones, en banda X y S, es el objeto principal de este trabajo. Se han estudiado diferentes topologías, entre guías de onda de tipo rectangular, ridge y coaxial, para hacer los transformadores modales, buscando un equilibrio entre niveles de pérdidas de retorno, ancho de banda, tamaño y simplicidad. También se valora el nivel de tolerancia de las diferentes transiciones para posibles construcciones.

Palabras clave

Adaptación, ancho de banda, banda S, banda X, cable coaxial, guía de onda rectangular, guía de onda ridge, modos de propagación, optimización, sistemas de comunicaciones, pérdidas de inserción, pérdidas de retorno.

Abstract

Communication systems have been evolving throughout time with the aim of facilitating information exchange by using new methodologies which are capable of fulfilling requirements such as low latency or more comprehensive coverage and higher transmission frequency. Interferences are a real problem due to the exploitation of the frequency spectrum, hence, forcing the systems to use new technologies and to operate in gradually higher operational bands to avoid vanishing effects or interferences. Military radars, inland radio-links or tele-emergency systems are systems that integrate such methodologies to improve the quality of the aforementioned links.

The use of these new methodologies, is due to the increase of losses by free space propagation when working with high bands of the spectrum. Among them, waveguides stand out, which use their dielectric to transport electromagnetic waves at high power and with low losses, thus improving the quality of the link. To analyze the propagation of these waves, Maxwell's equations are solved with the boundary conditions that determine the materials of the system; the solutions are named modes. In microwaves, some of the means guided by physical support are the coaxial, rectangular and ridge guides, which are used in this Final Masters Dissertation, each of them operates in a different mode.

The transmission channel is the mean that supports the propagation of the signals, using a specific band of the spectrum. To link the receiver and the transmitter of the systems that operate in millimetric or microwave bands, some hardware (multiplexers, filters, couplers, etc.) is necessary. These devices, in the system, or for its experimental characterizations, need the transitions which enable the conversion of transported energy between transmission means with different characteristics.

Design of mentioned transitions, in the X and S bands, is the main object of this work. Different topologies have been studied, between rectangular, ridge and coaxial waveguides, for making the mode converter, looking for a balance between levels of returning losses, band width, size and simplicity. Tolerance level of different transitions is also taken into consideration for possible constructions.

Keywords

Bandwidth, coaxial cable, communications systems, insertion losses, loss of returns, matching, optimization, propagation modes, rectangular waveguide, S-band, waveguide, X-band.

Agradecimientos

Parecía que nunca iba a llegar la hora de enfrentarme a este capítulo, pero a unos días de entregar creo que es el momento.

Empiezo por dar las gracias a mi tutor, Jorge A. Ruiz Cruz, que además de darme la oportunidad de realizar este trabajo, me ha transmitido su pasión, empezando por la charla que dio el primer día que pisé la EPS y terminando por el último día de máster. Porque su forma de plantear las asignaturas, incluyendo sus exigencias, ha hecho, que a un paso de declararme ingeniera, me sienta más que orgullosa de haber elegido el camino que elegí 6 años atrás con tantas dudas. También, me gustaría agradecerle a Jose Luis Masa que estuviera ahí cuando Jorge no podía hacerlo.

6 años... se dice pronto. En el TFG ya agradecí a todos mis compañeros del grado y aunque me vaya a centrar en los del máster, todos se merecen una mención. Además, están los que han estado de principio a fin, así que empiezo por tí, Esther, por ser tan distintas pero tan iguales, por poder ser yo; Sergio, no digo nada pero te lo digo todo. Y ahora los que han llegado sorprendiendo: Lamas, Alex y Víctor, simplemente gracias; Rodrigo, porque me caes fatal; Beltrán y Álvaro, por ser tan vuestros; a Pablo mención especial, porque sin tu ayuda no hubieran salido las cosas igual; Palomo, Carlos y Javi, no me olvido de vosotros. En este tiempo en la escuela ha llegado mucha gente, unos para quedarse y otros... nunca se sabe, pero lo importante es que "nuestras huellas dactilares no se borran de las vidas que tocamos" y sé que en la mía las vuestras van a estar.

Ahora a mis amigas, por ser las más mejores, porque cada una tiene lo suyo y no puedo sentirme más afortunada de tener a todas ellas a mi lado. Pero tengo que resaltar a Cris, por nunca faltar, por tus consejos, por hacerme sentir mejor, por ser increíble, por ser tú.

Por último, que no menos importante, a mi familia. Porque son ellos los que tienen que aguantar mis agobios, mis peores días, mis enfados, mis tonterías... "De ellos aprendí que por mucho que vuele lejos de aquí, siempre seguirán junto a mí". Sobre todo, gracias a mamá y papá, porque sois vosotros los que habéis hecho posible todo este camino, pensando siempre en mí antes que en vosotros, así que gracias, de todo corazón, por sentirlos tan orgullosos de mí, pero la mayoría del mérito es vuestro. Y a mi hermano, por ser así, por ser el ejemplo a seguir de la niña.

Alguien me dijo una vez: "Llegarás dónde quieras y tu peor enemigo eres tú infravalorándote". Gracias, de verdad, por confiar todos en mí hasta cuando a mí me cuesta.

A mi abuela

*Si consigo ver más lejos
es porque he conseguido auparme
a hombros de gigantes*

Isaac Newton.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Estado del Arte	2
1.3. Objetivos	3
1.4. Organización del documento	4
2. Fundamentos Teóricos	5
2.1. Modos de propagación	5
2.2. Guías de onda	6
2.2.1. Guía de onda tipo Rectangular	6
2.2.2. Guía de onda tipo Ridge	9
2.2.3. Guía de onda tipo Coaxial	11
2.3. Transiciones	12
3. Transición de guía coaxial a rectangular	15
3.1. Transición perpendicular, banda X	15
3.2. Transición perpendicular, banda S	20
3.3. Transición en línea, banda X	21
3.4. Transición en línea, banda S	25
3.5. Estudio de tolerancias	26
3.6. Valores de los parámetros de los diseños	28
4. Transición de guía coaxial a ridge	31
4.1. Transición perpendicular - Ridge Doble, banda X	32
4.2. Transición perpendicular - Ridge Doble, banda S	34
4.3. Transición perpendicular - Ridge Simple, banda X	35
4.4. Transición perpendicular - Ridge Simple, banda S	37
4.5. Transición en línea - Ridge Doble, banda X	38
4.6. Transición en línea - Ridge Doble, banda S	40
4.7. Transición en línea - Ridge Simple, banda X	41
4.8. Transición en línea - Ridge Simple, banda S	43
4.9. Estudio de tolerancias	44
4.10. Valores de los parámetros de los diseños	45
5. Transición de guía rectangular a ridge	53
5.1. Transición Rectangular - Ridge Doble, banda X	54
5.2. Transición Rectangular - Ridge Doble, banda S	55
5.3. Transición Rectangular - Ridge Simple, banda X	56
5.4. Transición Rectangular - Ridge Simple, banda S	58
5.5. Estudio de tolerancias	58
5.6. Valores de los parámetros de los diseños	60
6. Conclusiones	65
6.1. Resumen	65
6.2. Trabajo futuro	67

Bibliografía	69
Lista de Acrónimos y Abreviaturas	71
A. <i>CST Microwave Studio</i>	73
A.1. Optimización	73
A.2. Conexión de <i>Matlab</i> con <i>CST Microwave Studio</i>	73

Índice de figuras

2.1. Geometría de una guía de onda rectangular.	7
2.2. Campo electromagnético de algunos modos, guía rectangular.	8
2.3. Geometría de una guía de onda ridge.	9
2.4. Circuito equivalente, guía ridge.	10
2.5. Campo electromagnético de los modos fundamentales, guía ridge.	10
2.6. Geometría de un cable coaxial.	12
2.7. Campo electromagnético del modo fundamental, cable coaxial.	12
2.8. Tipos de transiciones con coaxial.	13
2.9. Conector coaxial <i>SubMiniature version A</i> (SMA).	13
3.1. Parámetros de la transición perpendicular coaxial-rectangular, banda X. . . .	16
3.2. Parámetros $ S_{11} $ de las variaciones del coaxial. Transición perpendicular coaxial-rectangular, banda X.	17
3.3. Parámetros $ S_{11} $ de los desplazamientos. Transición perpendicular coaxial-rectangular, banda X.	17
3.4. Esquema de la transición perpendicular coaxial-rectangular.	17
3.5. Transición perpendicular coaxial-rectangular con dos pines, banda X.	18
3.6. Transición perpendicular coaxial-rectangular con un pin, banda X.	18
3.7. Comparativa de parámetros $ S_{11} $. Transición perpendicular coaxial-rectangular, banda X.	18
3.8. Parámetros S. Diseño final de la transición perpendicular coaxial-rectangular, banda X.	19
3.9. Módulo parámetros S de diferentes modos. Transición perpendicular coaxial-rectangular, banda X.	19
3.10. Diseño con discos. Transición perpendicular coaxial-rectangular, banda S. . .	20
3.11. Parámetros de la transición perpendicular coaxial-rectangular, banda S. . . .	20
3.12. Parámetros S. Diseño final de la transición perpendicular coaxial-rectangular, banda S.	21
3.13. Esquema de la transición en línea coaxial-rectangular.	21
3.14. Parámetros de la transición en línea coaxial-rectangular, banda X.	22
3.15. Parámetros S. Transición en línea coaxial-rectangular sin escalones, banda X. .	22
3.16. Parámetros S. Transición en línea coaxial-rectangular con 1 escalón, banda X. .	23
3.17. Resultados con varios escalones. Transición en línea coaxial-rectangular, banda X.	23
3.18. Rediseño. Transición en línea coaxial-rectangular, banda X.	24
3.19. Parámetros S, diseño final. Transición en línea coaxial-rectangular, banda X. .	24
3.20. Módulo parámetros S de diferentes modos. Transición en línea coaxial-rectangular, banda X.	25
3.21. Parámetros de la transición en línea coaxial-rectangular, banda S.	25
3.22. Resultados con varios iris. Transición en línea coaxial-rectangular, banda S. .	26
3.23. Diseño final. Transición en línea coaxial-rectangular, banda S.	26
3.24. Estudio de tolerancias en transiciones del tipo coaxial-rectangular.	27
4.1. Esquema de la transición perpendicular coaxial-ridge doble.	32
4.2. Parámetros de la transición perpendicular coaxial-ridge doble, banda X. . . .	32

4.3. Diseño malos resultados. Transición perpendicular coaxial-Ridge doble, banda X.	32
4.4. Diseño final. Transición perpendicular coaxial-ridge doble, banda X.	33
4.5. Módulo parámetros S de varios modos. Transición perpendicular coaxial-ridge doble, banda X.	33
4.6. Parámetros de la transición perpendicular coaxial-ridge doble, banda S.	34
4.7. Parámetros $ S_{11} $ con diferentes escalones. Transición perpendicular coaxial-ridge doble, banda S.	34
4.8. Diseño final. Transición perpendicular coaxial-ridge doble, banda S.	35
4.9. Esquema de la transición perpendicular coaxial-ridge simple (a Vista lateral, b Vista desde el suelo).	35
4.10. Diseño final. Transición perpendicular coaxial-ridge simple, banda X.	36
4.11. Diseño malos resultados. Transición perpendicular coaxial-ridge simple, banda X.	36
4.12. Módulo parámetros S de varios modos. Transición perpendicular coaxial-ridge simple, banda X.	37
4.13. Diseño final. Transición perpendicular coaxial-ridge simple, banda S.	37
4.14. Esquema de la transición en línea coaxial-ridge doble.	38
4.15. Diseño sin acanaladura. Transición en línea coaxial-ridge doble, banda X.	39
4.16. Diseño final. Transición en línea coaxial-ridge doble, banda X.	39
4.17. Módulo parámetros S de varios modos. Transición en línea coaxial-ridge doble, banda X.	40
4.18. Diseño final. Transición en línea coaxial-ridge doble, banda S.	41
4.19. Diseño final. Transición en línea coaxial-ridge simple, banda X.	41
4.20. Diseño con acanaladura. Transición en línea coaxial-ridge simple, banda X.	42
4.21. Módulo parámetros S de varios modos. Transición en línea coaxial-ridge simple, banda X.	42
4.22. Diseño final. Transición en línea coaxial-ridge simple, banda S.	43
4.23. Estudio de tolerancias en transiciones del tipo coaxial-ridge.	44
5.1. Parámetros de la transición rectangular-ridge doble, banda X.	54
5.2. Parámetros $ S_{11} $ de diferentes escalones. Transición rectangular-ridge doble, banda X.	54
5.3. Diseño final. Transición rectangular-ridge doble, banda X.	55
5.4. Módulo parámetros S de diferentes modos. Transición rectangular-ridge doble, banda X.	55
5.5. Diseño final. Transición rectangular-ridge doble, banda S.	56
5.6. Parámetros $ S_{11} $ de diferentes escalones. Transición rectangular-ridge simple, banda X.	56
5.7. Diseño final. Transición rectangular-ridge simple, banda X.	57
5.8. Módulo parámetros S de diferentes modos. Transición rectangular-ridge simple, banda X.	57
5.9. Diseño final. Transición rectangular-ridge simple, banda S.	58
5.10. Estudio de tolerancias en transiciones del tipo rectangular-ridge.	59

Índice de tablas

2.1. Guías Rectangulares estandarizadas.	7
2.2. Guías Ridge estandarizadas.	11
2.3. Comparación de guías de onda.	11
3.1. Propiedades de las guías WR-90, WR-430 y SMA.	15
3.2. Parámetros de la transición perpendicular coaxial-rectangular, banda X. . . .	28
3.3. Parámetros de la transición perpendicular coaxial-rectangular, banda S. . . .	28
3.4. Parámetros de la transición en línea coaxial-rectangular, banda X.	29
3.5. Parámetros de la transición en línea coaxial-rectangular, banda S.	30
4.1. Propiedades de las guías WRD-475 (Doble y Simple, banda X) y SMA. . . .	31
4.2. Propiedades de las guías WRD-200 (Doble y Simple, banda S) y SMA. . . .	31
4.3. Parámetros de la transición perpendicular coaxial-ridge doble, banda X. . . .	45
4.4. Parámetros de la transición perpendicular coaxial-ridge doble, banda S. . . .	46
4.5. Parámetros de la transición perpendicular coaxial-ridge simple, banda X. . .	47
4.6. Parámetros de la transición perpendicular coaxial-ridge simple, banda S. . . .	47
4.7. Parámetros de la transición en línea coaxial-ridge doble, banda X.	48
4.8. Parámetros de la transición en línea coaxial-ridge doble, banda S.	49
4.9. Parámetros de la transición en línea coaxial-ridge simple, banda X.	50
4.10. Parámetros de la transición en línea coaxial-ridge simple, banda S.	51
5.1. Propiedades de las guías WR-90 y WRD-475 (Doble y Simple), banda X. . .	53
5.2. Propiedades de las guías WR-430 y WRD-200 (Doble y Simple), banda S. . .	53
5.3. Parámetros de la transición rectangular-ridge doble, banda X.	60
5.4. Parámetros de la transición rectangular-ridge doble, banda S.	61
5.5. Parámetros de la transición rectangular-ridge simple, banda X.	62
5.6. Parámetros de la transición rectangular-ridge simple, banda S.	63
6.1. Resumen de los resultados de los diseños en banda X.	66
6.2. Resumen de los resultados de los diseños en banda S.	66

Índice de Códigos

A.1. <i>Script Matlab</i> , proyecto nuevo	74
A.2. <i>Script Matlab</i> , abrir modelo	74
A.3. Función <i>Brick Matlab</i>	74

1. Introducción

1.1. Motivación

El intercambio de información cada vez cobra un papel más importante en la sociedad actual; es, por eso, por lo que los sistemas de comunicaciones han ido creciendo exponencialmente en las últimas décadas, saturando el espectro de frecuencias. La explotación del espectro obliga a los sistemas a cambiar su metodología o a utilizar bandas de frecuencias cada vez mayores para evitar interferencias y mejorar sus capacidades y la calidad de los enlaces.

Los sistemas de autopistas de vehículos inteligentes, rastreo de desechos espaciales, los radioenlaces terrestres y los nuevos sistemas móviles de quinta generación (5G) son, entre otras, aplicaciones que trabajan en el orden de las frecuencias de microondas y milimétricas, utilizando metodologías que cumplen los objetivos: transmitir a la mayor velocidad, con la mejor calidad y con la menor latencia posibles. Para que la transmisión de señal sea óptima, se requiere una conversión de energía entre medios con diferentes características en la que las pérdidas de potencias sean insignificantes.

El inconveniente de trabajar a frecuencias elevadas, como los sistemas de comunicaciones satelitales en los que se opera principalmente en banda K_u o los aceleradores de partículas que pueden alimentarse con fuentes de RF en banda C, es el aumento de las pérdidas globales. Por ejemplo, la línea microstrip y coplanar presentan atenuaciones muy altas a dichas frecuencias, y por lo tanto, en los últimos años se han hecho populares líneas de transmisión con solo un conductor, guiando la energía electromagnética con bajas pérdidas. Para que su implementación deje de estar limitada, son necesarias nuevas propuestas para disminuir la complejidad de la integración en algunos sistemas. Las guías de onda, además, se caracterizan por soportar potencias muy altas, mejorando la calidad del enlace. Las ventajas que presenta esta tecnología, convierte a su uso en fundamental para los nuevos sistemas. Por eso, la motivación principal de este trabajo es diseñar componentes *hardware* que permitan convertir la energía que se transporta entre medios de transmisión de diferentes características utilizando la tecnología de guía de onda.

En las redes de alimentación implementadas en guía de onda, las transiciones son de gran importancia, ya que se encargan de transferir y adaptar las señales que viajan de un sistema de transmisión a otro o a un sistema radiante, como, por ejemplo, una antena. Las que van a realizarse en este proyecto son entre medios, combinando las guías de onda rectangular, coaxial y ridge, y se diseñan en banda X, utilizadas en aplicaciones como radioenlaces terrestres, radares civiles y militares y también en sistemas de televisión digital por satélite *Direct Broadcast Satellite* (DBS). La otra banda de diseño es la banda S, utilizada para radar meteorológico, electrónica de consumo (Bluetooth) y satélites de comunicaciones, sobretodo los de la *National Aeronautics and Space Administration* (NASA) para comunicarse con la Estación Espacial Internacional.

1.2. Estado del Arte

La explotación del espectro de frecuencias y la necesidad de mejorar el intercambio de información, ha hecho que los últimos sistemas de comunicaciones operen a altas frecuencias, utilizando tecnologías y metodologías nuevas capaces de mejorar las prestaciones de los sistemas y por tanto la comunicación.

El enlace entre transmisor y receptor de todos los sistemas de comunicaciones necesita unos componentes físicos capaces de convertir la energía entre diferentes medios de transmisión. Por eso, en los últimos años se han investigado e implementado transiciones de más [1] o menos [2] complejidad, tratando de conseguir las mejores características posibles, ancho de banda y pérdidas de inserción y de retorno. Hay una diversidad muy amplia de estos diseños y por ende de sus aplicaciones en sistemas, como para acoplar una antena a una interfaz de cable coaxial en un radar o en sistemas de medida de tiempo de vuelo.

Filtros, diplexores y antenas comúnmente combinan guías de onda con líneas coaxiales [3]. Para el diseño de estas transiciones se han utilizado diferentes técnicas. Wheeler [4] colocó bloques metálicos cerca del plano de transición dentro de la guía para obtener una operación de banda ancha. Posteriormente, el análisis teórico, basado principalmente en la teoría de líneas de transmisión, se ha utilizado para modelar y diseñar diversas transiciones [5, 6]. Actualmente, es posible diseñar transiciones utilizando soluciones numéricas de onda completa para las ecuaciones de Maxwell [7]. Sin embargo, la mayoría de las transiciones propuestas dependen esencialmente del concepto de cascada heurística de varias secciones de líneas de transmisión [8–11] con solo unos pocos parámetros para optimizar. La complejidad involucrada en el ensamblaje de varias secciones, especialmente cuando se usan estructuras 3D, puede complicar la producción en masa.

Las transiciones de coaxial a rectangular más comunes consisten en insertar el coaxial perpendicularmente con respecto al eje de la guía [12], pero cuando muchos sistemas están interconectados esta topología puede ser difícil de integrar, por eso también se diseñan en paralelo [6]. En las guías de onda de tipo ridge, se consigue un ancho de banda mayor y la adaptación es más sencilla por presentar una impedancia equivalente más pequeña que en la rectangular [13], pero las pérdidas son mayores. Los diseños con esta guía pueden ser con el conector formando 90 grados con la guía ridge simple [14] o doble [15] y lo mismo con el coaxial en línea con la guía [16]. Además, muchos sistemas terminados en guía ridge necesitan adaptar su salida a guía rectangular para integrar los circuitos con el equipo de prueba y las fuentes de onda de microondas, como los diodos Gunn, que típicamente tienen un puerto de salida de guía de onda rectangular.

1.3. Objetivos

El objetivo global de este Trabajo de Fin de Máster es el estudio de diferentes modelos de transiciones entre guías de onda de tipo rectangular, de tipo ridge y coaxial. Se analizarán las prestaciones de los distintos modelos y se evaluarán especialmente en términos de niveles de pérdidas de retorno, ancho de banda, tamaño y simplicidad de la estructura. Una parte muy importante también, será el estudio del efecto de las tolerancias de mecanizado en las prestaciones de las transiciones.

Para lograr la transición deseada deben alcanzarse los siguientes hitos parciales:

- Comprensión de los siguientes conceptos: guías de onda, cables coaxiales, modos de propagación transversal eléctricos y transversal magnéticos.
 - Correcto comportamiento de campos electromagnéticos de diferentes medios de transmisión.
 - Familiarización con diferentes transiciones de cable coaxial a guía de onda rectangular.
 - Familiarización con diferentes transiciones de cable coaxial a guía de onda ridge.
 - Familiarización con diferentes transiciones de guía de onda rectangular a guía de onda ridge.
 - Diseño de diferentes transiciones.
 - Proponer mejoras en los diseños realizados.
 - Evaluación de la construcción de transiciones, estudiando las tolerancias.
-

1.4. Organización del documento

En esta sección se va a resumir brevemente el contenido de cada capítulo que compone este TFM, integrando un total de 6 capítulos.

- En el **primer capítulo**, el presente, se describen las motivaciones, el estado del arte y los objetivos del proyecto.
 - En el **segundo capítulo**, se incluyen los conceptos teóricos clave de medios de transmisión y guías de onda necesarios para el entendimiento del proyecto.
 - En los capítulos **tres, cuatro y cinco** se explican las consideraciones que van a tenerse en cuenta a la hora de diseñar, se presentan los resultados de las simulaciones y se realiza un estudio de tolerancias. Se dividen en tres capítulos por ser este el número de combinaciones posibles entre las guías escogidas para el estudio.
 - Por último, en el capítulo **seis**, se comentan las conclusiones y las líneas de trabajo futuro.
-

2. Fundamentos Teóricos

Los medios guiados por soporte físico son una de las formas de transmitir ondas electromagnéticas. Entre ellos están: el cable coaxial, la guía rectangular y la guía ridge; que son los estudiados en este TFM. Esto se ha estudiado en multitud de referencias, en los libros clásicos de Pozar [17] y Collin [18], y en asignaturas como "Fundamentos de Transmisión y propagación de ondas", "Medios de Transmisión" y "Dispositivos de Radiocomunicaciones". Por eso, solo se describirán ahora los resultados más importantes para el desarrollo del trabajo.

2.1. Modos de propagación

Para analizar la propagación de las ondas es necesario resolver las ecuaciones de Maxwell [17] con las condiciones de contorno que determinan los sistemas bajo estudio. Las diferentes soluciones se denominan modos y se clasifican por tipos:

- **Modo Transversal Eléctrico (TE):** No tiene campo eléctrico en la dirección de propagación.
- **Modo Transversal Magnético (TM):** No tiene campo magnético en la dirección de propagación.
- **Modo Transversal electromagnético (TEM):** No tiene campo eléctrico ni magnético en la dirección de propagación.
- **Modos Híbridos:** Tienen campo eléctrico y magnético en la dirección de propagación.

Para que un modo se propague, es necesario trabajar a una frecuencia mayor a la frecuencia de corte [19, 20]. Si esto no ocurre, el modo es considerado evanescente, es decir, se atenúa tan rápidamente por el medio, que disipa toda su energía antes de llegar al receptor.

El funcionamiento del medio de transmisión puede clasificarse según su ancho de banda:

- **Monomodo**, solo se propaga el modo fundamental (el que tiene menor frecuencia de corte dentro del medio).
- **Multimodo**, se trabaja en una banda que incluye la frecuencia de corte de varios modos, donde aparecen los modos superiores (modos con frecuencias de corte mayores que la del modo fundamental).

Suele elegirse el tamaño del sistema para que solo se propague el modo fundamental. Cada modo presenta unas características de propagación (constante de propagación, impedancia, etc.), si varios modos se propagan a la vez la diferencia entre sus características provoca distorsión.

El ancho de banda monomodo no se delimita exactamente entre f_{c1} , frecuencia de corte del modo fundamental, y f_{c2} , frecuencia de corte del primer modo superior. Se tienen en cuenta unos márgenes; el inferior, para evitar que las pérdidas resistivas y de dieléctrico alteren el

comportamiento del modo fundamental, así como la no linealidad de la constante de propagación, y el superior, para evitar que el primer modo superior comience a propagarse. Como ejemplo típico, el ancho de banda monomodo queda limitado por el rango de frecuencias:

$$1,25 \cdot f_{c1} < f < 0,95 \cdot f_{c2} \quad (2.1)$$

La banda de adaptación suele expresarse en porcentaje y recibe el nombre de ancho de banda fraccional (*Fractional Bandwidth* (FBW)); se calcula con (2.2), siendo f_2 la frecuencia más alta que cumple con el nivel de adaptación impuesto por los requisitos de diseño y f_1 la más baja que cumple dicho criterio y f_c la frecuencia de central de esa banda (no confundir con una frecuencia de corte de un modo).

$$FBW(\%) = \frac{f_2 - f_1}{f_c} \cdot 100 \quad (2.2)$$

Van a estudiarse ahora una serie de estructuras, ya que las condiciones de contorno varían y por ende, las soluciones de las ecuaciones de Maxwell.

2.2. Guías de onda

A finales del siglo XIX, se elaboró un estudio matemático que demostraba que las ondas electromagnéticas podían transmitirse por medios con tan solo un conductor, pero no se verificó experimentalmente hasta adentrado el siglo XX [17].

Dentro de la ingeniería de microondas, el desarrollo de las guías de onda ha sido de gran importancia, ya que, a diferencia de otras tecnologías, permiten transmitir señales de alta frecuencia con bajas pérdidas de potencia.

Existe una gran variedad de componentes, como atenuadores o acopladores, comercializados para varios estándares de guía de onda, por eso se recomienda utilizar dichos estándares, aunque la frecuencia de trabajo no quede centrada en la banda monomodo. A continuación, se describen de manera muy resumida las características fundamentales de las guías de onda estudiadas en este trabajo.

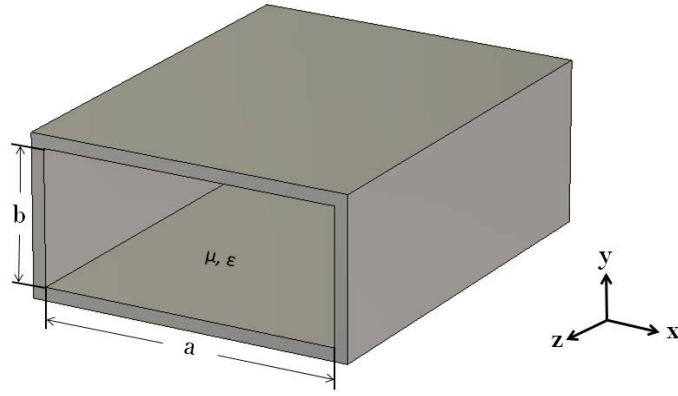
2.2.1. Guía de onda tipo Rectangular

La guía de onda rectangular fue uno de los primeros tipos de líneas de transmisión en transportar ondas de microondas. Aunque hoy en día hay una gran parte de circuitos de microondas que utilizan tecnología planar, para sistemas de alta potencia y bajas pérdidas (como en comunicaciones por satélite) este tipo de guía es y será necesaria [21].

Al solo tener un conductor, los modos que se propagan son modos TE y TM. Para calcularlos, se han resuelto las ecuaciones de Maxwell delimitadas por las condiciones de contorno de esta guía, en la que se ha estandarizado que el lado más largo es el del eje x, $a > b$, y está rellena por un dieléctrico con permitividad ϵ y permeabilidad μ , figura 2.1.

La *Electronic Industries Alliance* (EIA), tiene unas guías estandarizadas, que son las que suelen utilizarse por compatibilidad con equipos de *test* comerciales. En la tabla 2.1 se encuentran estos estándares.

Para analizar el comportamiento de las ondas electromagnéticas, se han creado unos archivos en *Matlab* con las soluciones de las ecuaciones de Maxwell [17] para los modos TE_{mn}

**Figura 2.1:** Geometría de una guía de onda rectangular.

WRD	Rango de frecuencias (GHZ)	a (mm)	b (mm)
3	220.00-325.00	0.864	0.43
4	170.00-260.00	1.09	0.55
5	140.00-220.00	1.29	0.65
7	110.00-170.00	1.65	0.83
8	90.00-140.00	2.03	1.02
10	75.00-110.00	2.54	1.27
12	60.00-90.00	3.10	1.55
15	50.00-75.00	3.76	1.88
19	40.00-60.00	4.77	2.39
22	33.00-50.00	5.69	2.84
28	26.50-40.00	7.11	3.56
34	22.00-33.00	8.64	4.32
42	18.00-26.50	10.67	4.32
51	15.00-22.00	12.95	6.48
62	12.40-18.00	15.80	7.90
75	10.00-15.00	19.05	9.52
90	8.20-12.40	22.86	10.16
102	7.00-11.00	25.91	12.95
112	7.05-10.00	28.50	2.62
137	5.85-8.20	34.85	15.80
159	4.90-7.05	40.39	20.19
187	3.95-5.85	47.55	22.15
229	3.30-4.90	58.17	29.08
284	2.60-3.95	72.14	34.04
340	2.13-3.95	86.36	43.18
430	1.70-2.60	109.22	54.61

Tabla 2.1: Guías Rectangulares estandarizadas.

y TM_{mn} . Se muestra en la figura 2.2 la simulación de algunos modos con su vector de Poyting.

Para que un modo sea propagante debe cumplirse que $k > k_c$ ya que la constante de

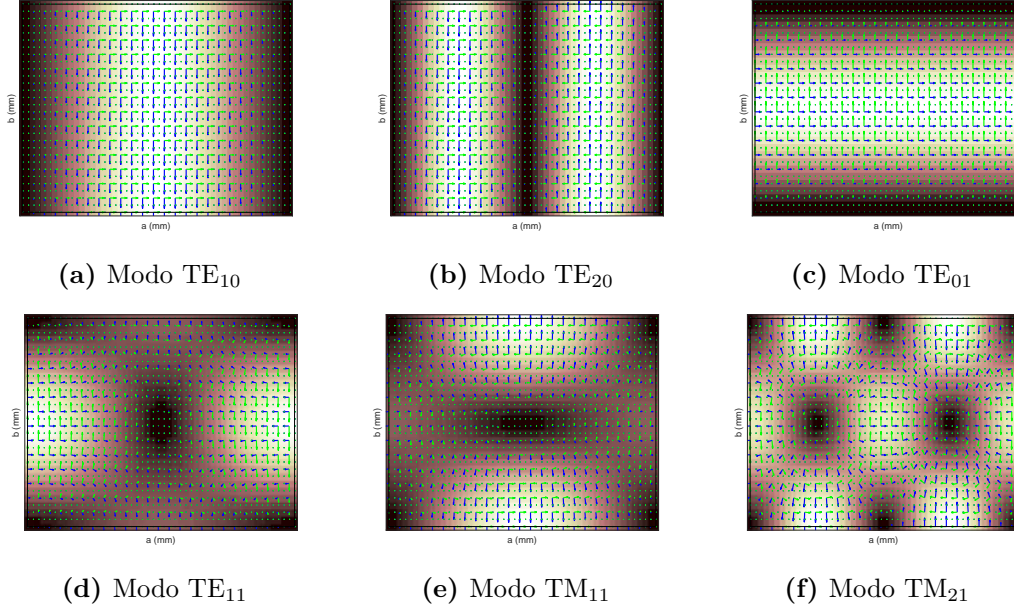


Figura 2.2: Campo electromagnético de algunos modos, guía rectangular.

propagacion (2.3), en este caso, debe ser real:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.3)$$

siendo $k = 2\pi f \sqrt{\mu\epsilon}$. Cada modo, combinación de m y n , tiene una frecuencia de corte (2.4):

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.4)$$

El modo fundamental en guía rectangular es siempre el TE_{10} . Asumiendo $a > b$, es la frecuencia más baja que puede obtenerse, ya que los índices de los modos son los siguientes (2.5a) y (2.5b):

$$TE_{mn} \quad \text{si} \quad m \neq 0 \quad \text{o} \quad n \neq 0 \quad (2.5a)$$

$$TM_{mn} \quad \text{si} \quad m \geq 1 \quad \text{y} \quad n \geq 1 \quad (2.5b)$$

Dada una frecuencia de operación, f , solo se propagarán los modos con $f_c > f$. Si esto no ocurre, se dan los modos evanescentes ya mencionados, con una β imaginaria, o lo que es lo mismo, una atenuación, α , real.

La distancia entre dos planos de igual fase a lo largo de la guía se denomina longitud de onda de la guía, y es mayor a la longitud de onda del dieléctrico que rellena la guía (2.6):

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} > \frac{2\pi}{k} = \lambda \quad (2.6)$$

La velocidad de fase es (2.7) [19]:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} > \frac{\omega}{k} = 1/\sqrt{\mu\epsilon} \quad (2.7)$$

que es mayor que la velocidad de la luz en el medio ($\omega = 2\pi f$).

La impedancia de la onda que relaciona los campos transversales eléctricos y magnéticos son diferentes en los modos TE (2.8a) y TM (2.8b).

$$Z_{TE} = k\eta/\beta \quad (2.8a)$$

$$Z_{TM} = \beta\eta/k \quad (2.8b)$$

siendo $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$.

2.2.2. Guía de onda tipo Ridge

La geometría de la guía de onda ridge, se basa en la rectangular, introduciendo un escalón (que se suele fabricar como una hendidura metálica conectada con el recubrimiento exterior) en el centro de la pared superior y/o inferior del lado más largo de su rectángulo: su estructura se presenta en la figure 2.3.

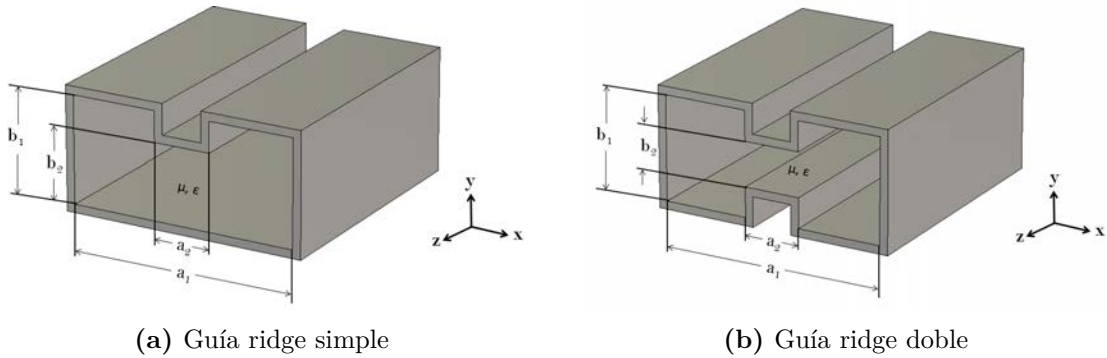


Figura 2.3: Geometría de una guía de onda ridge.

donde $a_2 = l_{x_{ridge}}$, y $b_1 - b_2 = l_{y_{ridge}}$ (de la guía ridge simple).

Este tipo de guía, que se puede consultar más en detalle en [16, 22], puede aumentar hasta un octavo el ancho de banda con respecto a su equivalente rectangular y además, la impedancia característica de la guía disminuye. Esto tiene un coste, las pérdidas óhmicas son mayores y la gran capacidad de manejo de potencias de la guía rectangular disminuye por el escalonado (se crea una zona de mayor campo en la parte que se conoce como el "gap" de la guía ridge). Debido a las ventajas que presenta, las guías de ondas de tipo ridge se han utilizado como enlaces de transmisión en sistemas que requieren un amplio ancho de banda en el modo fundamental, como elementos de adaptación o de transición en uniones de guía de onda a coaxial y como componentes para otros fines especiales. Estas guías también se utilizan como salidas de tipo perpendicular en magnetrones con el fin de transformar la alta impedancia de la guía en la baja impedancia del magnetrón [23].

En la Fig. 2.4 se muestra el circuito equivalente aproximado de la guías ridge, para estudiar su modo fundamental. El valor de la capacitancia y la inductancia del circuito se calculan

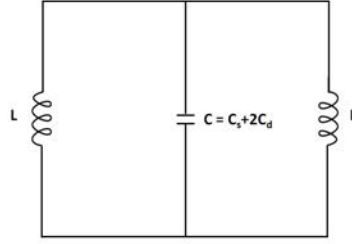


Figura 2.4: Circuito equivalente, guía ridge.

con las ecuaciones (2.10a) y (2.10b) [22].

$$C_s = \frac{\epsilon a_2}{b_2} \quad (2.9a)$$

$$C_d = \frac{\epsilon}{\pi} \left[\frac{x^2 + 1}{x} \cos^{-1} \left(\frac{1 + (b_2/b_1)^2}{1 - (b_2/b_1)^2} \right) - 2 \ln \frac{4x}{1 - (b_2/b_1)^2} \right] \quad (2.9b)$$

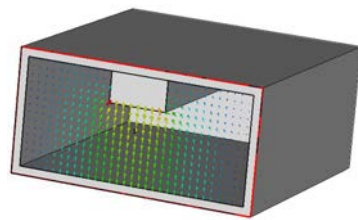
$$C = C_s + 2C_d \quad (2.10a)$$

$$L = \frac{\mu(a_1 - a_2)}{2} b_1 \quad (2.10b)$$

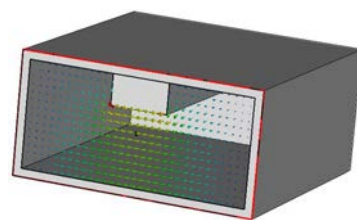
La frecuencia de corte del modo fundamental de la guía (2.11) se calcula de manera aproximada (para su valor exacto hay que usar métodos numéricos como los que implementa el *Computer Simulation Technology Microwave Studio* (CST MWS)) utilizando las ecuaciones (2.10a) y (2.10b).

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L/2)C}} \quad (2.11)$$

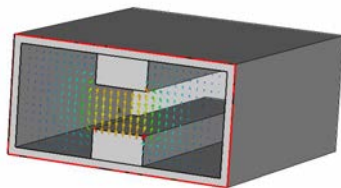
Si se quiere más precisión, en esta guía no pueden calcularse analíticamente los modos, aunque al tener tan solo un conductor no existirá ningún modo TEM. Para analizar el comportamiento del modo fundamental, se ha utilizado el software CST MWS.



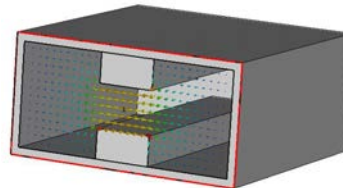
(a) Campo eléctrico ridge simple



(b) Campo magnético ridge simple



(c) Campo eléctrico ridge doble



(d) Campo magnético ridge doble

Figura 2.5: Campo electromagnético de los modos fundamentales, guía ridge.

En la figura 2.5 se observan los campos electromagnéticos del modo fundamental de las guías ridges simuladas con CST MWS. Estas ondas se asemejan a las de la guía rectangular, pero en las proximidades de las barras metálicas, las ondas dejan de tener una trayectoria lineal.

Al igual que en la guía de onda rectangular, tabla 2.1, para la guía ridge doble existen unas guías estandarizadas a unos anchos de banda determinados por compatibilidad con otros componentes comercializados. Estos estándares de la EIA se adjuntan en la tabla 2.2.

WRD	Rango de frecuencias (GHZ)	a_1 (mm)	b_1 (mm)	a_2 (mm)	b_2 (mm)
180	18.00-40.00	7.32	3.40	1.83	1.45
110	11.00-26.50	11.96	5.56	3.00	2.36
750	7.50-18.00	17.55	8.15	4.39	3.45
650	6.50-18.00	18.29	8.13	4.39	2.57
580	5.80-16.00	19.81	9.40	5.08	3.05
475	4.75-11.00	27.69	12.85	6.91	5.46
350	3.50-8.20	37.59	17.48	9.40	7.47
200	2.00-4.80	65.79	30.61	16.46	13.00
150	1.50-3.60				
840	0.84-2.00				

Tabla 2.2: Guías Ridge estandarizadas.

Para verificar el aumento de ancho de banda, se ha simulado en CST MWS la guía rectangular estándar que abarca un rango de frecuencias similar a las ridges previas, obteniendo los resultados de la tabla 2.3.

	Rectangular WR-102	Ridge simple WRD-475	Ridge doble WRD-475
Modo fundamental	TE ₁₀	TE	TE
1^{er} Modo Superior	TE ₀₁	TE	TE
f_{c1} (GHz)	5,78	4,69	3,92
f_{c2} (GHz)	11,54	10,65	11,67
BW monomodo (GHz)	3,74	4,25	6,19
Impedancia de la onda₁ (Ω)	491,9	441,6	418,6

Tabla 2.3: Comparación de guías de onda.

2.2.3. Guía de onda tipo Coaxial

La guía coaxial, también denominada cable coaxial, recibe el nombre por la simetría axial de los dos conductores que la componen, como se puede observar en la figura 2.6 (Los conductores interior y exterior con radios a y b respectivamente).

El cable coaxial es un tipo de línea de transmisión, utilizada para transportar señales

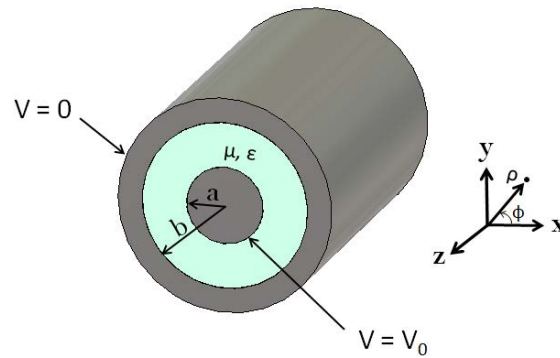


Figura 2.6: Geometría de un cable coaxial.

eléctricas de radio frecuencia con bajas pérdidas. Una de sus aplicaciones es conectar radio transmisores y receptores a guías de onda, para que queden alimentadas, siendo dichas transiciones objeto de este trabajo.

Su modo fundamental es TEM, ya que su estructura cuenta con dos conductores, siendo los campos eléctrico y magnético perpendiculares a la dirección de propagación. Pero a partir de una determinada frecuencia, aparecen modos TE y TM, comportándose el coaxial como las guías de onda descritas con anterioridad.

Se ha analizado el comportamiento electromagnético del modo TEM que se propaga por este tipo de estructura, de la misma manera que se hizo con la guía rectangular, en un *script* de *Matlab* se han introducido las soluciones de las ecuaciones de Maxwell [17] para el modo TEM con las condiciones de contorno de un coaxial, obteniendo la simulación de la figura 2.7.

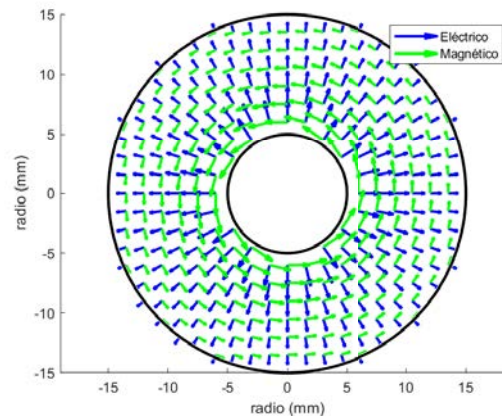


Figura 2.7: Campo electromagnético del modo fundamental, cable coaxial.

2.3. Transiciones

Para facilitar el intercambio de información los sistemas de comunicaciones han ido evolucionando, utilizando cada uno una banda del espectro específica. El canal de transmisión entre receptor y transmisor debe soportar la propagación de las señales, para ello se necesita *hardware* que permita convertir la energía transportada entre los diferentes medios de transmisión. Dichos componentes físicos se denominan transiciones y son el objeto de este

proyecto. Por eso, antes de empezar con los capítulos de diseño, se hace esta pequeña introducción de las guías utilizadas y sus características principales.

El caso de estudio de este proyecto es la realización de diferentes topologías de las transiciones modales entre coaxial, rectangular y ridge optimizando sus características y partiendo de diseños del estado del arte. Todos los transformadores modales se realizarán tanto para banda X (de 8 a 12 GHz) como para banda S (de 2 a 4 GHz).

Como ya se ha comentado, la alimentación de guías de onda típicamente se realiza con conectores coaxiales. El conductor de la guía se conecta con el conductor exterior del coaxial, compartiendo así plano de masa. Esta conexión puede ser perpendicular al eje de la guía o paralelo al eje, o lo que es lo mismo, en línea con la guía como se ve en la figura 2.8.

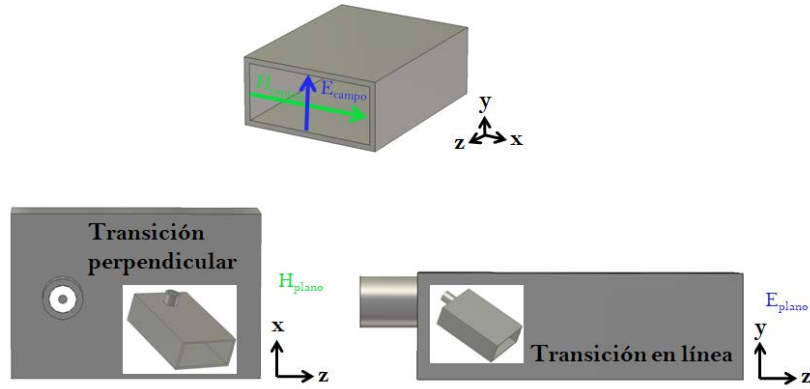


Figura 2.8: Tipos de transiciones con coaxial.

El alma del coaxial, conductor interno, entra dentro del sustrato alimentando a la guía radiando energía a su longitud de onda. El coaxial es del tipo SMA, seleccionado por su uso en multitud de estructuras, conector roscado para cable coaxial, del estilo de la figura 2.9. Sus frecuencias útiles oscilan entre corriente continua (0 Hz) y 18 GHz, aunque algunos alcanzan hasta los 26,5 GHz. Suelen utilizarse para sistemas de microondas, de antenas WiFi y antenas de telefonía móvil, entre otros [24]. La impedancia del conector es de 50Ω , que se puede calcular con la ecuación (2.12), siendo el dieléctrico de politetrafluoretileno (PTFE), más conocido por el nombre comercial de teflón, con una constante dieléctrica de 2.1 y con un diámetro interno y externo de 1.3 (a) y 4.1 (b) mm respectivamente.



Figura 2.9: Conector coaxial SMA. Imagen obtenida de [25].

$$Z_{\text{coaxial}} = \frac{\eta}{2\pi} \log(b/a) = \frac{120\pi/\sqrt{2.1}}{2\pi} \log(4.1/1.3) \simeq 50\Omega \quad (2.12)$$

En los siguientes capítulos, las salidas de las transiciones rectangulares se construyen con los estándares de la EIA, tabla 2.1. Para la banda X, se utiliza la guía WR-90 y para la S se usa el estándar WR-430.

En las transiciones en las que aparecen guías ridge, también se utilizan los estándares que se adjuntan en la tabla 2.2 con sus características. Para las bandas X y S utilizadas en el estudio, se usan los estándares WRD-475 y WRD-200 respectivamente.

A la hora de realizar transiciones entre guías de onda, lo que se quiere conseguir es que el modo fundamental transmita la señal sin pérdidas de potencia. Para ello se necesita adaptación de impedancias y una conversión modal entre las guías en cuestión. Los criterios de adaptación perseguidos en los siguientes capítulos, donde se explican los diseños realizados, son: que el módulo de los parámetros S_{11} esté por debajo de los -20 dB entre 8.20 y 10.80 GHz en la banda X y entre 2.10 y 2.40 GHz en la banda S.

3. Transición de guía coaxial a rectangular

Las transiciones de coaxial a rectangular son unos componentes *hardware* necesarios para sistemas de antenas y técnicas de pruebas de dieléctricos de las guías de onda. Por eso, son cruciales en sistemas de microondas comerciales y militares.

El objetivo principal de los diseños es conseguir niveles bajos de pérdidas de retorno en la transformación modal del TEM del coaxial al TE_{10} de la guía rectangular en las bandas de frecuencia de operación, los diagramas de campo de estos modos se pueden ver en las figuras 2.7 y 2.2a respectivamente. Además, para evitar dispersión, un criterio de diseño es que solo se propague el modo fundamental de cada medio en la banda de trabajo, siendo las frecuencias de corte de los dos primeros modos las ilustradas en la tabla 3.1, en la que se muestran otras características de los medios.

	Rectangular WR-90	Rectangular WR-430	Coaxial SMA
Modo Fundamental	TE_{10}	TE_{10}	TEM
1^{er} Modo Superior	TE_{20}	TE_{01}, TE_{20}	TE_{11}
f_{c1} (GHz)	6.56	1.37	0
f_{c2} (GHz)	13.12	2.75	25.05
Constante dieléctrica (ϵ_r)	1	1	2.1

Tabla 3.1: Propiedades de las guías WR-90, WR-430 y SMA.

3.1. Transición perpendicular, banda X

Como ya se ha comentado, la guía coaxial es la encargada de alimentar la rectangular en muchos sistemas. En las transiciones de este tipo, teóricamente el conector debe colocarse a una distancia de $\lambda_g/4$ del corto circuito, para que el coaxial y la guía estén adaptados y poder transmitir la máxima potencia posible. Esto es, porque la antena del coaxial emite una onda hacia la pared de la guía con un desfase de $\lambda_g/4$, al llegar al corto circuito, se produce reflexión total, un desfase de $\lambda_g/2$ (o lo que es lo mismo de 180°), y si estos desfases se suman al de $\lambda_g/4$ de vuelta, se consigue la longitud de onda de la guía, transmitiéndose así la señal sin pérdidas de energía [17].

Para calcular el valor de la longitud de onda de la guía WR-90, a la frecuencia central de 9 GHz, se utilizan las siguientes fórmulas:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{9 \cdot 10^9} 10^3 = 33.33mm \quad (3.1)$$

$$f_{cTE_{10}} = \frac{c}{2a} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 22.86 \cdot 10^{-3}} 10^{-9} = 6.56GHz \quad (3.2)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{cTE_{10}}}{f_0}\right)^2}} = \frac{33.33}{\sqrt{1 - \left(\frac{6.56}{9}\right)^2}} = 48.70mm \quad (3.3)$$

$$l_{z_{corto}} = \frac{\lambda_g}{4} = 12.17mm \quad (3.4)$$

La distancia al corto circuito de la guía rectangular (3.4) es la que se utiliza al comienzo del diseño, pero se añade un parámetro que varía algo dicho valor, para optimizar así la adaptación entre guías.

El primer paso es conseguir el mayor ancho de banda posible con bajas pérdidas de retorno siendo los parámetros de diseño las alturas de penetración en la guía rectangular, tanto del teflón como del alma del coaxial y la distancia al corto circuito, como se puede ver en la figura 3.1; en la tabla 3.2 se explican estos parámetros.

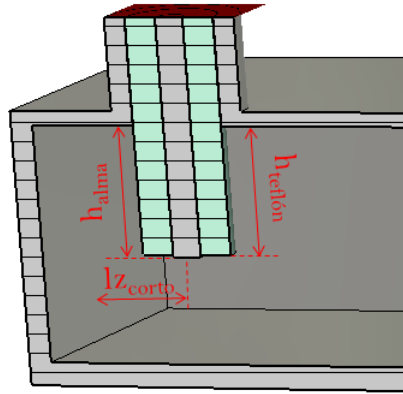


Figura 3.1: Parámetros de la transición perpendicular coaxial-rectangular, banda X.

Se han realizado diferentes simulaciones variando la alturas. En la figura 3.2a se observa que la adaptación es mayor, aunque desplazada, cuando se disminuye la longitud del alma del coaxial (h_{alma}), pero en la última simulación se aprecia que al seguir disminuyendo el parámetro el ancho de banda va a ser menor, es por eso por lo que no se sigue disminuyendo dicho valor. Para el teflón se hace un barrido paramétrico hasta 0.1 mm de diferencia con la longitud del alma, ya que debe ser mayor que la del dieléctrico, obteniendo los resultados en la figura 3.2b.

Una vez conseguida la mejor relación entre los parámetros anteriores, se optimiza el desplazamiento del conector con respecto a los $\lambda_g/4$ calculados previamente. El primer paso es observar si se obtienen mejores resultados acercando o alejando el conector al corto. Como los resultados eran favorables cuando se acercaba a la pared, se ha hecho un barrido obteniendo lo que se observa en la figura 3.3a para usarlo como referencia para encontrar el valor óptimo de dicho desplazamiento, figura 3.3b.

Finalmente, el coaxial se coloca 5.5 mm más cerca de la pared de la guía de lo esperado. Se puede ver, en la figura 3.3, que esa es la distancia que proporciona el mejor equilibrio entre ancho de banda y adaptación a los 9 GHz.

A continuación se intentan mejorar los resultados partiendo de un modelo ya existente en la literatura [12], el de la figura 3.4.

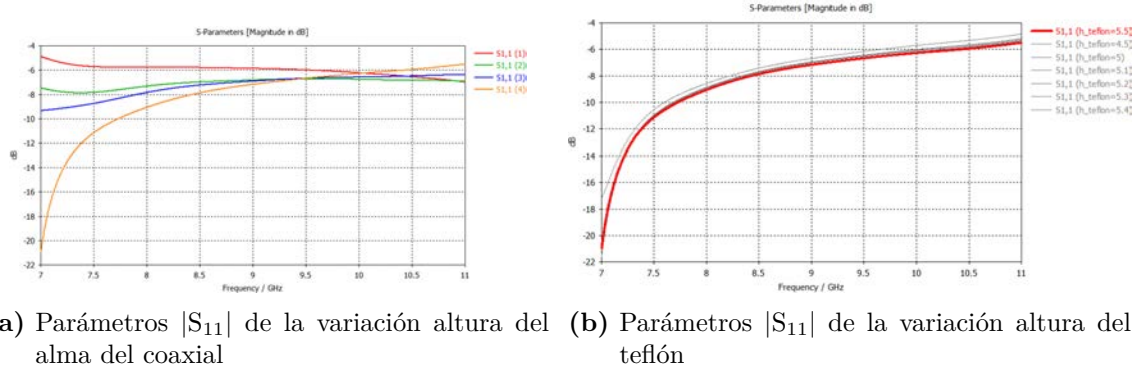


Figura 3.2: Parámetros $|S_{11}|$ de las variaciones del coaxial. Transición perpendicular coaxial-rectangular, banda X.

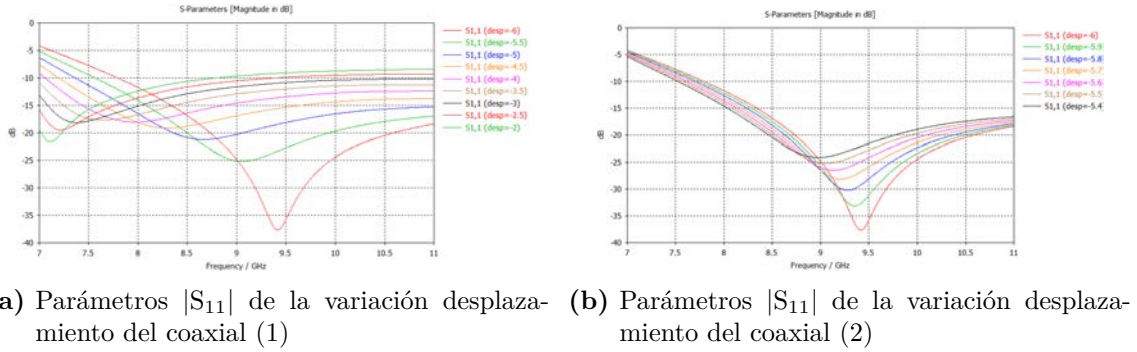


Figura 3.3: Parámetros $|S_{11}|$ de los desplazamientos. Transición perpendicular coaxial-rectangular, banda X.

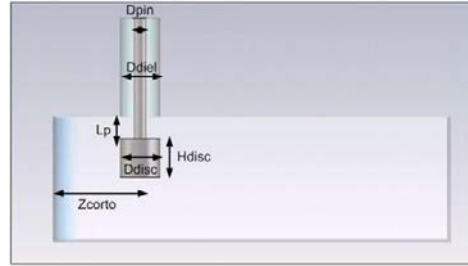
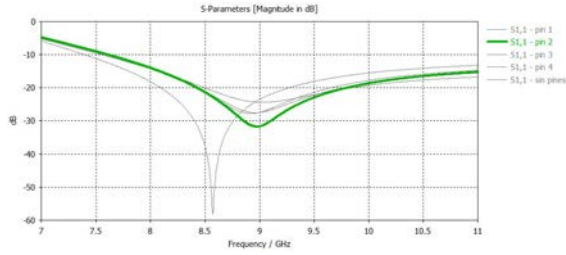
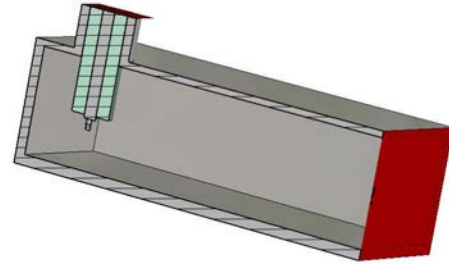


Figura 3.4: Esquema de la transición perpendicular coaxial-rectangular. Imagen obtenida de [12].

El D_{pin} y el D_{diel} son valores fijos delimitados por el conector coaxial de tipo SMA que se utiliza. Los demás son parámetros de diseño que se van a ir variando hasta conseguir el diseño óptimo, es decir, con una buena adaptación en el ancho de banda requerido.

Como innovación al estado del arte, se ha probado el diseño con más de un disco, o pines, en la parte final del alma del coaxial. Además, el parámetro de la longitud del teflón dentro de la guía tampoco es una variable en la literatura. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 3.5.

En la figura 3.5a se muestra el módulo del parámetro S_{11} de los diseños optimizados con diferentes discos. Para llegar a la simulación mostrada, se parte de unas medidas de los discos bastante mayores (aproximadamente 3 veces a los valores del diseño que se muestra en 3.5b), pero para centrar el módulo de S_{11} a la frecuencia central se necesitan estos valores

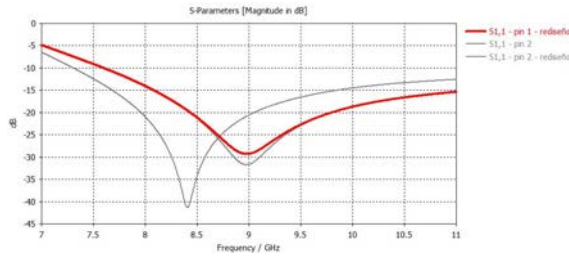
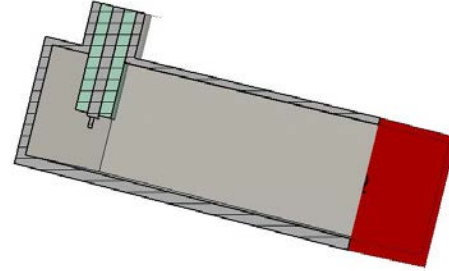
(a) Parámetros $|S_{11}|$ 

(b) Corte plano X del diseño optimizado

Figura 3.5: Transición perpendicular coaxial-rectangular con dos pines, banda X.

tan pequeños. Obteniendo los mejores resultados con 2 discos, como se muestra en la Fig. 3.5a.

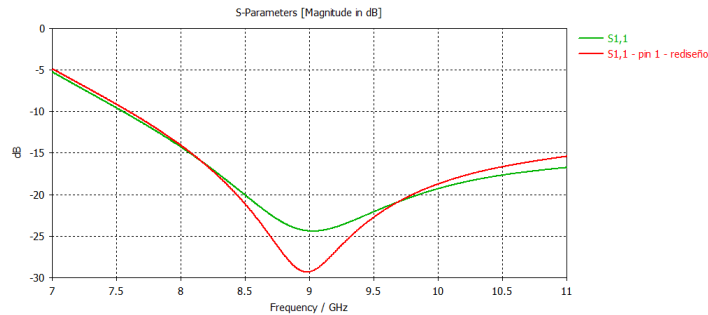
Observando el resultado del diseño optimizado, los dos pines tienen prácticamente el mismo diámetro, por eso se han unificado. También, se ha probado a añadir otro a continuación obteniendo los resultados de la figura 3.6

(a) Parámetros $|S_{11}|$ 

(b) Corte plano X del rediseño optimizado

Figura 3.6: Transición perpendicular coaxial-rectangular con un pin, banda X.

Al unificar dichos discos, la pérdidas de retorno son algo peores, pero por facilidad de diseño, y viendo que el ancho de banda sigue siendo prácticamente el mismo se prioriza que solo haya un pin. Siendo el tamaño del disco tan pequeño, se pasa a comparar la simulación óptima con la que se ha obtenido sin añadir nada al final del alma del coaxial, observando los resultados en la figura 3.7.

**Figura 3.7:** Comparativa de parámetros $|S_{11}|$. Transición perpendicular coaxial-rectangular, banda X.

Al igual que se priorizaba la utilización de tan solo un disco, analizando los resultados, a la hora de diseñar es prioritario no añadir ningún elemento al alma del coaxial. Esta decisión se toma porque se puede considerar un buen diseño con una adaptación por debajo de los 20

dB a la frecuencia central, ya que esto son simulaciones, y aunque la adaptación tendiese a infinito, a la hora de hacer las medidas del diseño físico raro es hacer una medida por debajo de los 40 dB. Además, el ancho de banda es ligeramente mayor sin discos.

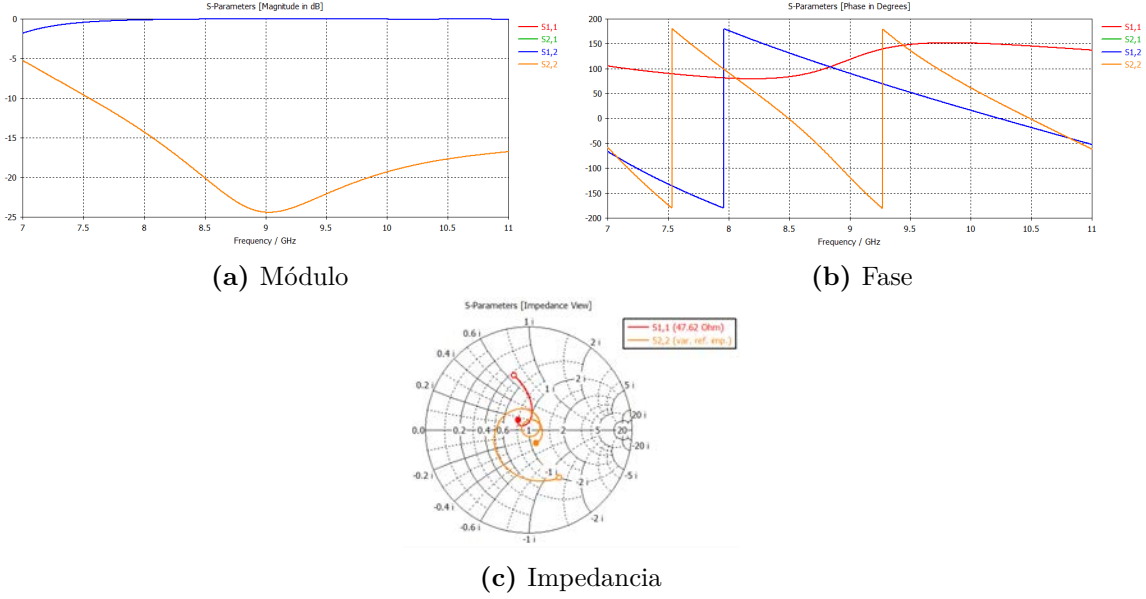


Figura 3.8: Parámetros S. Diseño final de la transición perpendicular coaxial-rectangular, banda X.

En la figura 3.8a se observa que los módulos de los parámetros S_{11} y S_{22} se comportan de la misma manera, lo que indica que en esta banda de trabajo no se esta propagando ningún otro modo. El S_{21} y S_{12} , como era de esperar, por reciprocidad son iguales, figuras 3.8a y 3.8c. En fase, S_{11} y S_{22} no se comportan igual debido al plano de referencia, figura 3.8b. La impedancia del puerto correspondiente al coaxial muestra un comportamiento inductivo, figura 3.8c, pero la parte real de las impedancias de ambos puertos es la misma.

Para verificar que solo se propaga el modo fundamental de los medios de transmisión utilizados, se adjunta la figura 3.9. Se puede ver que los modos superiores (2), son evanescentes a los 9 GHz, con una atenuación por debajo de los 60 dB, tanto del coaxial como el de la guía rectangular, siendo las constantes de atenuación del primer superior $\alpha = 709.87 \text{ 1/m}$ $\alpha = 199.67 \text{ 1/m}$ respectivamente, valor extraído del diseño realizado con CST MWS. Con estos valores, al ser reales, se confirma que los modos superiores son modos al corte.

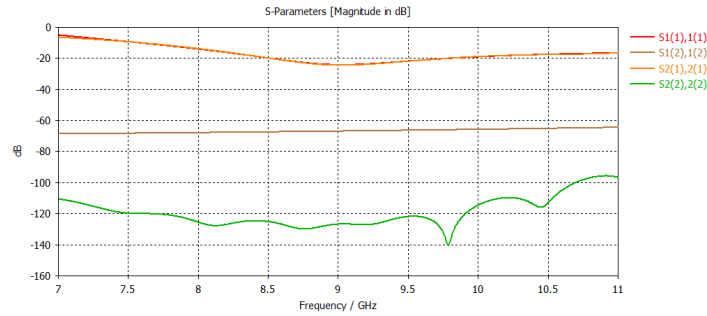


Figura 3.9: Módulo parámetros S de diferentes modos. Transición perpendicular coaxial-rectangular, banda X.

Los valores de los parámetros finales del diseño se adjuntan en la tabla 3.2. El diseño final

tiene un ancho de banda fraccional por debajo de -20 dB del 15.0%.

3.2. Transición perpendicular, banda S

El diseño optimizado añadiendo discos al final del alma del coaxial tiene el aspecto de la figura 3.10.

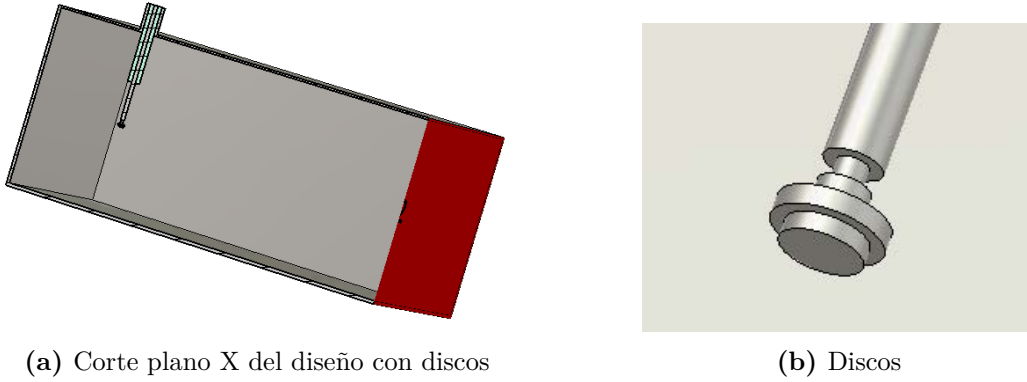


Figura 3.10: Diseño con discos. Transición perpendicular coaxial-rectangular, banda S.

Igual que ocurría en banda X, la soldadura de discos al final del alma no proporciona una mejora notable, figura 3.12a. Por eso se opta por el diseño sin pines. Los parámetros de diseño son los de la figura 3.11 y se explican en la tabla 3.3.

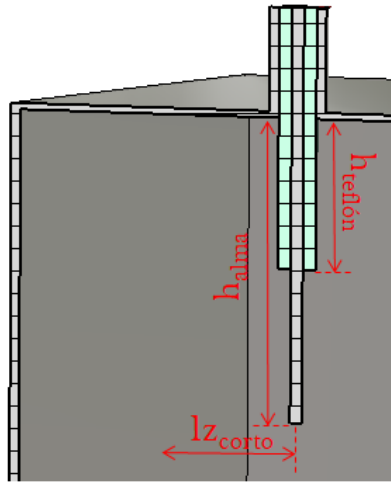


Figura 3.11: Parámetros de la transición perpendicular coaxial-rectangular, banda S.

En la figura 3.12 se observa como el comportamiento es muy similar al que se mostraba en la figura 3.8 pero con la frecuencia de trabajo de este diseño. La diferencia es el comportamiento del parámetro S_{11} en fase e impedancia, que como se puede observar en 3.12d presenta un comportamiento capacitivo.

En la tabla 3.3 se muestran los valores finales de las variables. El diseño final presenta un ancho de banda fraccional por debajo de los 20 dB del 7.0%.

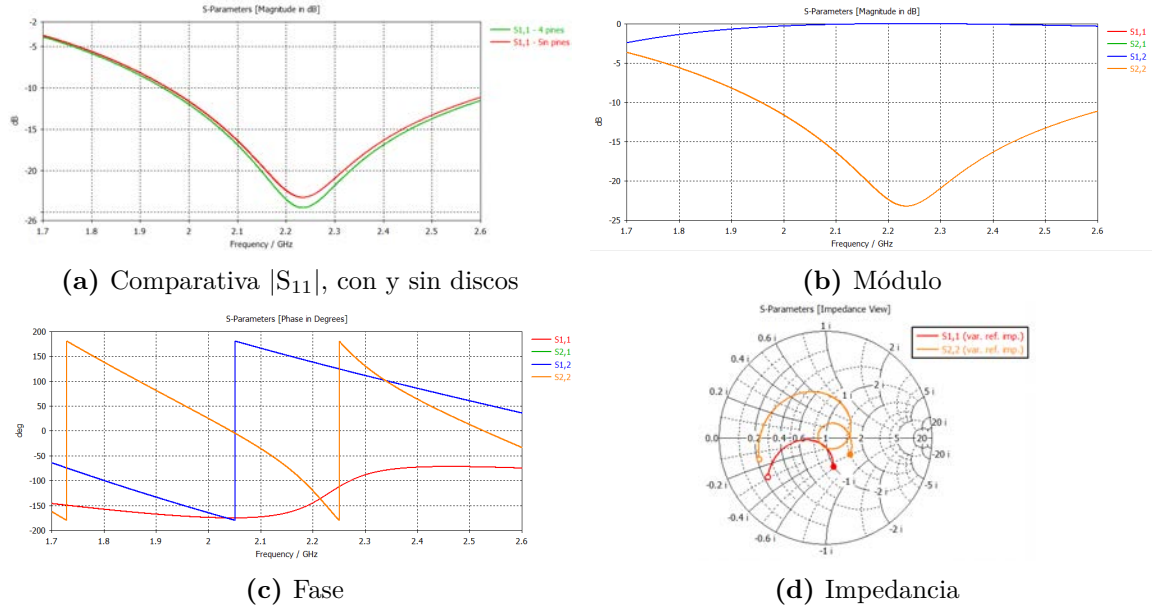


Figura 3.12: Parámetros S. Diseño final de la transición perpendicular coaxial-rectangular, banda S.

3.3. Transición en línea, banda X

La alimentación en línea de la guía rectangular es en muchos casos preferible, bien sea por los requisitos impuestos por la alimentación de la antena o por las limitaciones físicas, como por ejemplo, en los sistemas de *arrays* de antenas en fase que requieren que sus elementos radiantes estén bastante próximos.

Para realizar esta transición se ha tenido en cuenta lo expuesto en la literatura [6] y la transición tiene el aspecto de la figura 3.13.

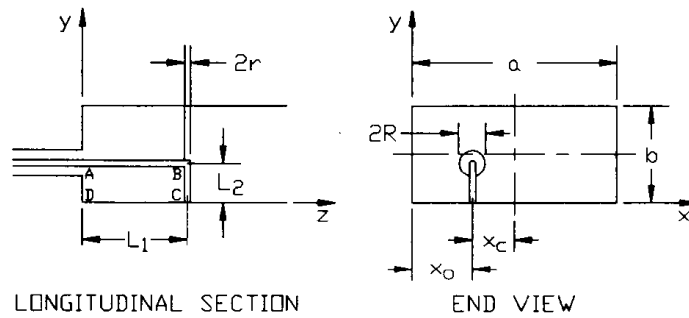


Figura 3.13: Esquema de la transición en línea coaxial-rectangular. Imagen obtenida de [6].

De la misma forma que en los diseños previos, una innovación con respecto al estado del arte es meter parte del teflón dentro del dieléctrico de la guía rectangular. Además, los parámetros de la figura 3.13 X_C y X_D en este caso no son variables, X_C siempre va a ser cero y por lo tanto $X_D = a/2$. La figura 3.14 incluye los parámetros de diseño, la explicación de estos parámetros se encuentra en la tabla 3.4.

El primer paso es conseguir la mejor adaptación sin añadir ningún escalón. Variando las longitudes de penetración del teflón y del alma del coaxial, además de la distancia de este con respecto a la base de la guía rectangular, no se ha conseguido ningún resultado a considerar, como se muestra en la figura 3.15.

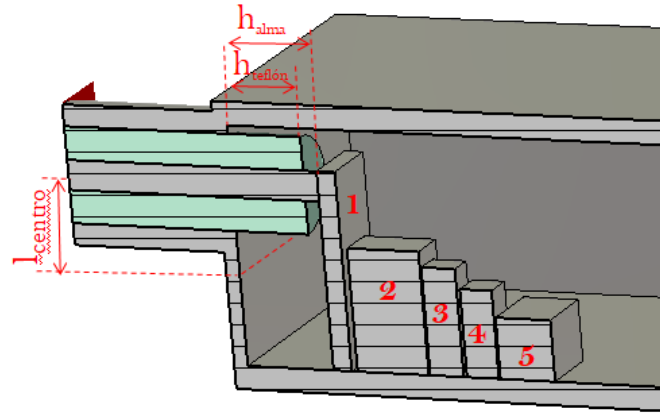


Figura 3.14: Parámetros de la transición en línea coaxial-rectangular, banda X.

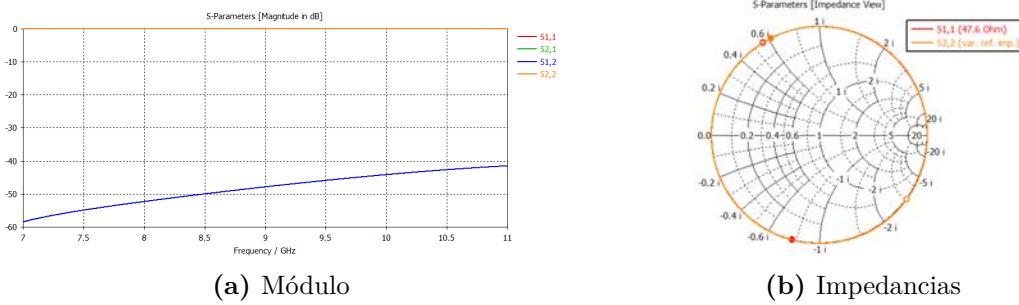


Figura 3.15: Parámetros S. Transición en línea coaxial-rectangular sin escalones, banda X.

En la figura 3.15a se observa que la reflexión es nula, y que la transmisión al puerto de salida puede considerarse prácticamente nula. Esto puede explicarse por la desadaptación que se observa en la carta de Smith, figura 3.15b.

Para conseguir adaptación, y una buena reflexión se van a ir añadiendo escalones o iris verticales hasta conseguir unos buenos resultados.

Como se van a ir añadiendo escalones y sus diseños son iguales pero con valores diferentes, se ha optado por diseñarlos con un *script* de *Matlab* ya que con la generación de un bucle se pueden construir tantos iris como se quieran. La conexión entre *Matlab* y *CST* se detalla en el Anexo A.2..

Al añadir el primer iris se ha estudiado como afectan las longitudes de penetración del teflón y del alma del coaxial.

En la figura 3.16a se ilustra como la longitud de penetración que centra la banda de frecuencias en los 9 GHz es de aproximadamente 5.9 mm, si se aumenta, se desplaza a frecuencias más bajas y si se disminuye ocurre lo contrario. En este caso se va a optar por el resultado con mejor reflexión, ($h_{pin} = 4.4$ mm) para tratar de centrarlo en frecuencia con nuevos escalones. La longitud del teflón, cuanto más se disminuye del valor de la del alma del coaxial, se obtiene una reflexión peor y se desplaza a frecuencias más altas, figura 3.16b.

Observando, en la figura 3.16c, que un alargamiento en z del tamaño del iris desplaza en frecuencia valores considerables, se va a probar a seguir añadiendo pines, para conseguir la mejor reflexión posible. Un aumento en x , 3.16d, también desplaza hacia frecuencias más bajas aunque en menor medida que en z .

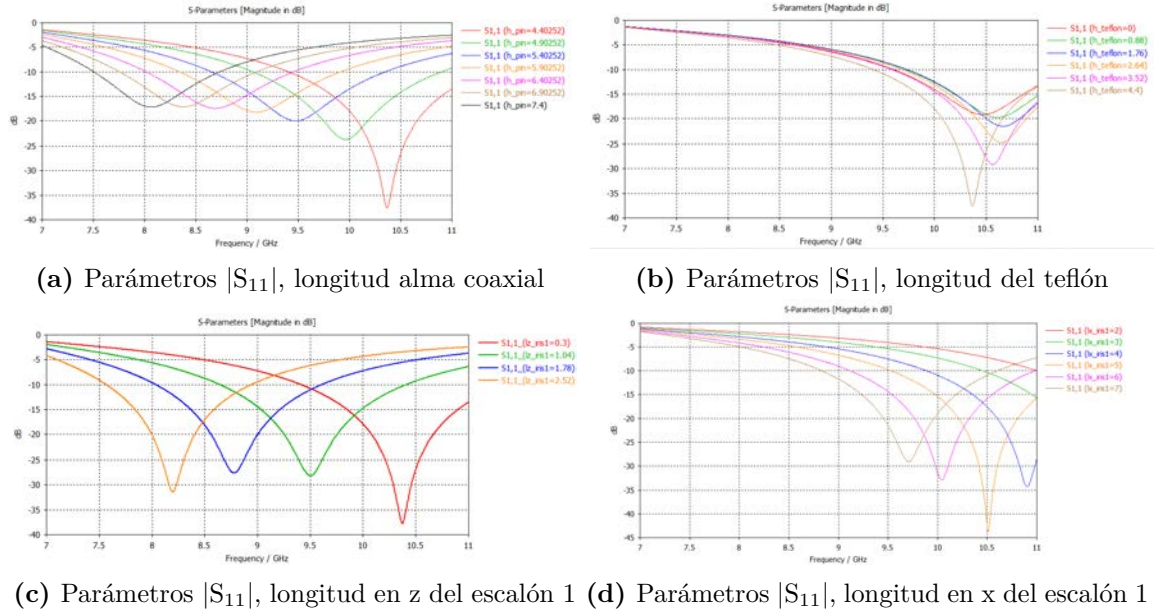


Figura 3.16: Parámetros S. Transición en línea coaxial-rectangular con 1 escalón, banda X.

Se han ido añadiendo irises viendo que lanzando optimizaciones los resultados iban mejorando cada vez más. Hasta finalmente añadir 10 escalones, obteniendo una reflexión buena en un gran ancho de banda, como se observa en la figure 3.17a.

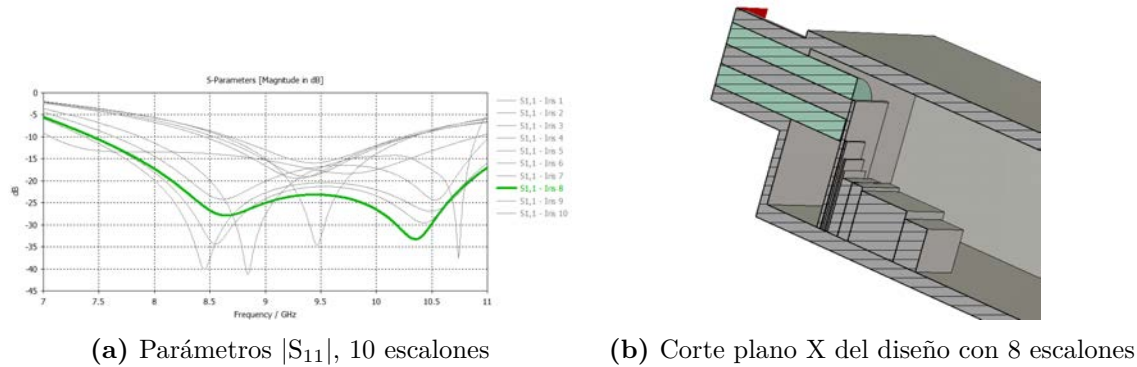
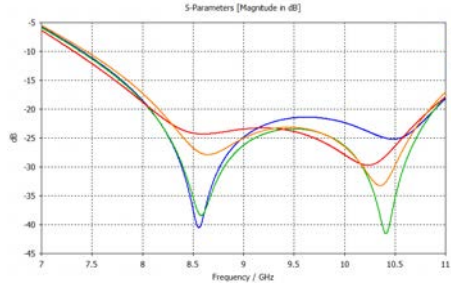
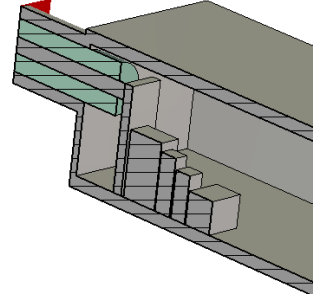


Figura 3.17: Resultados con varios escalones. Transición en línea coaxial-rectangular, banda X.

El diseño optimizado de los 8 escalones, es el de la figura 3.17b, y se observa como los irises más cercanos al coaxial tienen una longitud en z inferior a los 0.3 mm, dicha medida complica mucho la construcción de esta transición. Por eso, se va a intentar conseguir valores de reflexión parecidos con menos escalones.

A partir de la apariencia de 3.17b se crea un rediseño con 4 escalones y se optimizan los resultados, se repite el proceso con 5 y 6 irises consiguiendo las pérdidas de retorno que se ilustran en la figura 3.18a.

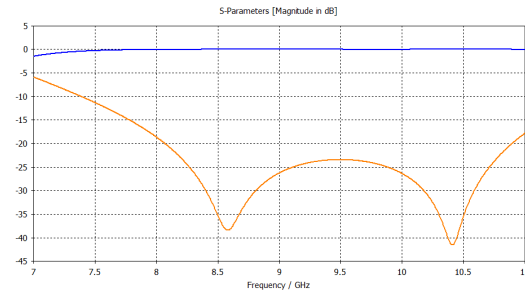
Analizando los resultados de 3.18a se observa que con 5 escalones se puede conseguir un ancho de banda mayor y una mejor reflexión en casi toda la banda de trabajo de lo que se mostraba en 3.17a. Además, a la hora de construir, las medidas de los irises son mucho más viables que las de 3.17b.

(a) Parámetros $|S_{11}|$, rediseño

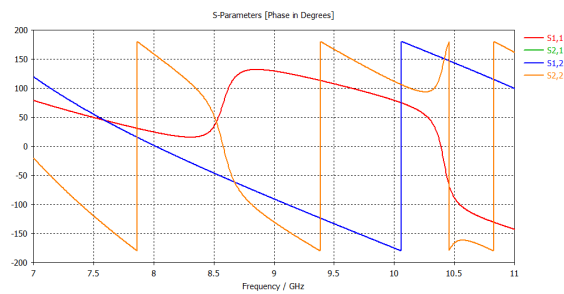
(b) Corte plano X del rediseño con 5 escalones

Figura 3.18: Rediseño. Transición en línea coaxial-rectangular, banda X.

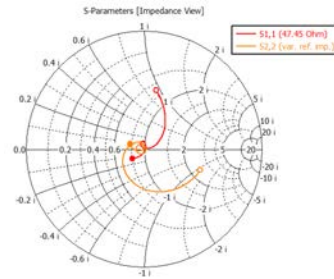
El último diseño presentado, es el final de la transición tratada en esta sección, se presentan los resultados en la figura 3.19.



(a) Módulo



(b) Fase



(c) Impedancia

Figura 3.19: Parámetros S, diseño final. Transición en línea coaxial-rectangular, banda X.

En la figura 3.19a $|S_{11}| = |S_{22}|$ al no haber pérdidas y $S_{21} = S_{12}$ por reciprocidad, indicando que solo se propagan los modos fundamentales. Además, esta figura indica que en prácticamente toda la banda de trabajo a la salida llega toda la potencia de entrada. En 3.19c, la carta de Smith, se observa como se logra una muy buena adaptación en el puerto de salida de la señal, al final de la guía de onda rectangular, en cambio a la entrada, debido al plano de referencia la impedancia del coaxial toma valores inductivos.

La figura 3.19a nos muestra la reflexión, que deja un ancho de banda del 31.4% por debajo de los 20 dB. En la tabla 3.4 se encuentran todos los valores de los parámetros del diseño.

Con la figura 3.20 se comprueba que solo se transmite el modo fundamental de ambos medios de transmisión. Siendo los superiores (2) modos al corte, con una atenuación inferior a los -80 dB. La frecuencia de corte del primer superior del coaxial es de 25.06 dB y la de la

guía rectangular de 13.10 dB, por lo tanto teóricamente se verifica la propagación exclusiva de los modos fundamentales.

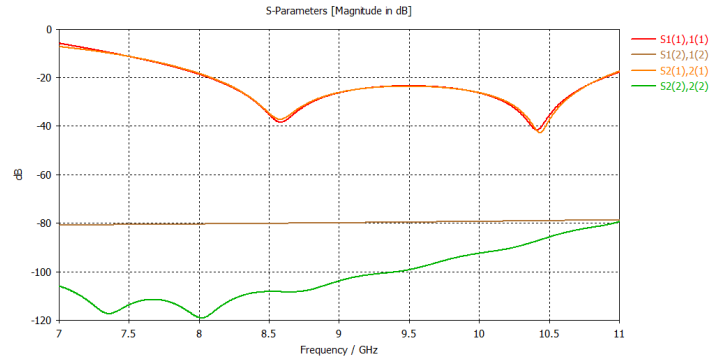


Figura 3.20: Módulo parámetros S de diferentes modos. Transición en línea coaxial-rectangular, banda X.

3.4. Transición en línea, banda S

Este diseño se genera de manera análoga al equivalente en banda X descrito en la sección anterior, utilizando para la creación de los iris el *script* de *Matlab* mencionado. La figura 3.21 muestra los parámetros de diseño, que se explican en la tabla 3.5.

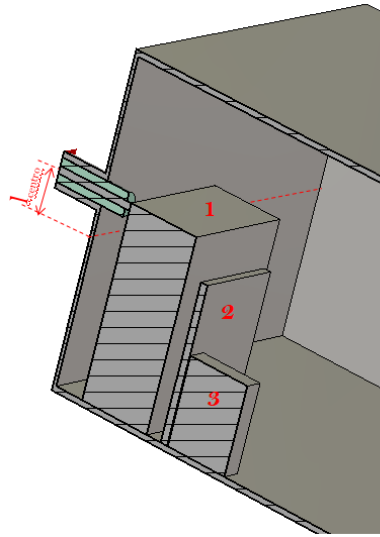
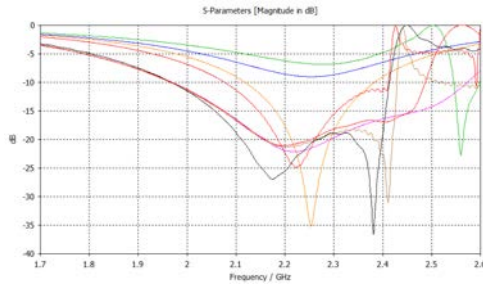
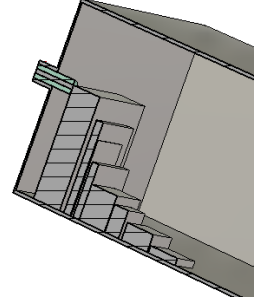


Figura 3.21: Parámetros de la transición en línea coaxial-rectangular, banda S.

En la figura 3.22 se observan los parámetros S_{11} en 3.22a, que con pocos escalones se obtiene un ancho de banda muy pequeño aunque buena reflexión, y si se añaden más iris se consigue aumentar el ancho de banda considerablemente pero con el coste de que sea por debajo de los 18.5 dB en lugar de los 20 dB que era el criterio de diseño.

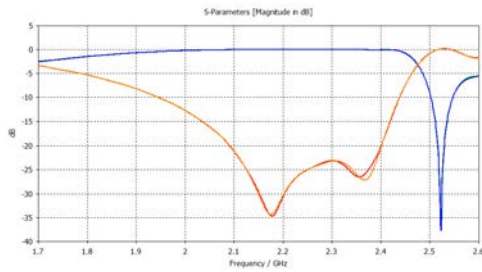
Como son pocas las frecuencias que tienen pérdidas de retorno por encima de los -20 dB, en el rediseño de la transición se va a intentar mejorar esto. El rediseño se hace ya que al ver el diseño 3.22b se ve que se puede reducir el número de pines y obtener resultados similares.

(a) Parámetros $|S_{11}|$, 8 escalones

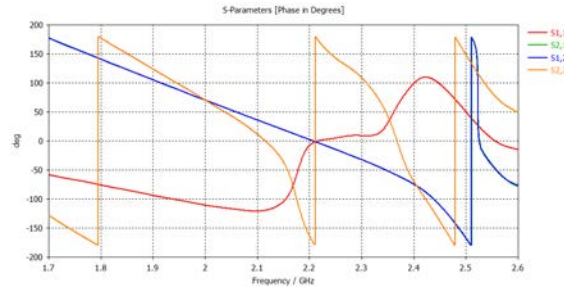
(b) Corte plano X del diseño con 8 escalones

Figura 3.22: Resultados con varios iris. Transición en línea coaxial-rectangular, banda S.

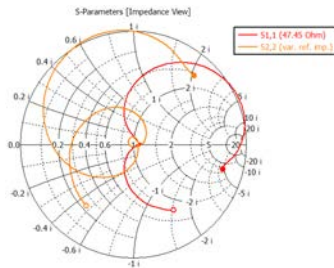
Tras realizar simulaciones con diferentes escalones, se concluye que el diseño con mejor respuesta es el que tiene 3 iris.



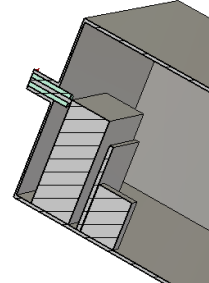
(a) Módulo parámetros S



(b) Fase parámetros S



(c) Impedancia parámetros S



(d) Corte plano X del diseño con 3 escalones

Figura 3.23: Diseño final. Transición en línea coaxial-rectangular, banda S.

En la figura 3.23 se observa como se ha solventado el problema de compromiso entre ancho de banda y reflexión. Obteniendo un ancho de banda por debajo de 20 dB del 13.2%. Los valores de todos los parámetros del diseño se encuentran en la tabla 3.5.

3.5. Estudio de tolerancias

Las tolerancias de mecanizado son las desviaciones de las dimensiones de las piezas de diseño, causadas por el proceso de fabricación.

Deben tenerse en cuenta, porque ninguna máquina es capaz de mantener las dimensiones con precisión y si la transición fabricada está fuera de los límites de tolerancia, el diseño se vuelve inútil porque las funciones y características principales dejan de estar de acuerdo con

las intenciones de diseño.

Para simular el efecto de las tolerancias, se han generado valores aleatorios, uno por variable, con una distribución normal en el intervalo $(-0.1, 0.1)$ mm. Estos valores se suman a cada una de las dimensiones de las transiciones para analizar su efecto en los diseños.

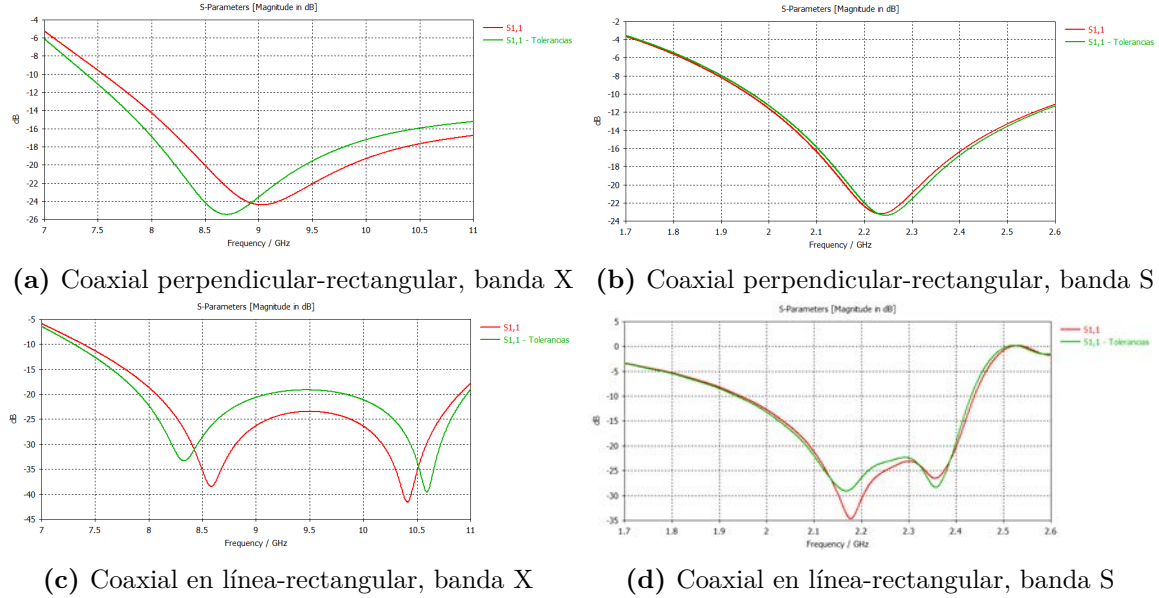


Figura 3.24: Estudio de tolerancias en transiciones del tipo coaxial-rectangular.

En la figura 4.23 se muestran las comparaciones entre las simulaciones con los parámetros optimizados y las simulaciones con las tolerancias añadidas. Las prestaciones no varían más allá de un desplazamiento en frecuencia inferior a los 0.5 GHz con un nivel de adaptación dentro de los requisitos, o un ancho de banda muy similar al óptimo pero con un nivel de adaptación empeorado máximo 5 dB.

Los incrementos con respecto a los valores nominales de todos los parámetros se encuentran en las tablas de la siguiente sección.

3.6. Valores de los parámetros de los diseños

En esta sección se incluyen las tablas con los valores nominales de los parámetros de los diseños, su explicación y el incremento realizado durante el estudio de tolerancias.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción	Δ tolerancias (mm)
l_{corto}	6.73	Distancia del centro del coaxial al corto circuito de la guía WR-90	+0.09
h_{alma}	5.6	Longitud de penetración del alma del SMA en la guía rectangular	+0.09
$h_{\text{teflón}}$	5.5	Longitud de penetración del dieléctrico del coaxial en la guía rectangular	+0.01
a	22.86	Medida horizontal de la cavidad de la guía	+0.06
b	10.16	Medida vertical de la cavidad de la guía	+0.08

Tabla 3.2: Parámetros de la transición perpendicular coaxial-rectangular, banda X.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción	Δ tolerancias (mm)
l_{corto}	$\lambda_g/4 - 11.69 = 30.39$	Distancia del centro del coaxial al corto circuito de la guía WR-430	-0.02
h_{alma}	30.44	Longitud de penetración del alma del SMA en la guía rectangular	-0.09
$h_{\text{teflón}}$	15	Longitud de penetración del dieléctrico del coaxial en la guía rectangular	0.00
a	109.22	Medida horizontal de la cavidad de la guía	+0.08
b	54.61	Medida vertical de la cavidad de la guía	+0.01

Tabla 3.3: Parámetros de la transición perpendicular coaxial-rectangular, banda S.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción	Δ tolerancias (mm)
l_{centro}	2.67	Distancia del centro del coaxial al centro vertical de la guía WR-90	-0.09
h_{alma}	3.80	Longitud de penetración del alma del SMA en la guía rectangular	+0.09
$h_{\text{teflón}}$	3.21	Longitud de penetración del dieléctrico del coaxial en la guía rectangular	+0.09
lx_{iris1}	5.62	Profundidad del iris 1	-0.07
ly_{iris1}	8.40	Altura del iris 1	-0.09
lz_{iris1}	0.80	Anchura iris 1	+0.04
distancia_1	0.26	Distancia entre iris 1 y 2	+0.06
lx_{iris2}	3.41	Profundidad del iris 2	+0.08
ly_{iris2}	5.20	Altura del iris 2	-0.01
lz_{iris2}	3.14	Anchura iris 2	+0.06
distancia_2	0.06	Distancia entre iris 2 y 3	0.00
lx_{iris3}	2.23	Profundidad del iris 3	+0.04
ly_{iris3}	4.54	Altura del iris 3	-0.08
lz_{iris3}	1.48	Anchura iris 3	+0.02
distancia_3	0.14	Distancia entre iris 3 y 4	+0.08
lx_{iris4}	2.60	Profundidad del iris 3	-0.04
ly_{iris4}	3.70	Altura del iris 3	-0.10
lz_{iris4}	1.40	Anchura iris 3	-0.02
distancia_4	0.08	Distancia entre iris 4 y 5	-0.08
lx_{iris5}	5.66	Profundidad del iris 3	+0.09
ly_{iris5}	2.58	Altura del iris 3	-0.09
lz_{iris5}	2.39	Anchura iris 3	-0.09
a	22.86	Medida horizontal de la cavidad de la guía	+0.06
b	10.16	Medida vertical de la cavidad de la guía	+0.08

Tabla 3.4: Parámetros de la transición en línea coaxial-rectangular, banda X.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción	Δ tolerancias (mm)
l_{centro}	4.79	Distancia del centro del coaxial al centro vertical de la guía WR-430	0.00
h_{alma}	5.13	Longitud de penetración del alma del SMA en la guía rectangular	+0.09
$h_{\text{teflón}}$	4.35	Longitud de penetración del dieléctrico del coaxial en la guía rectangular	+0.08
lx_{iris1}	39.98	Profundidad del iris 1	-0.06
ly_{iris1}	32.74	Altura del iris 1	+0.02
lz_{iris1}	3.14	Anchura iris 1	-0.04
distancia_1	2.77	Distancia entre iris 1 y 2	+0.08
lx_{iris2}	30.33	Profundidad del iris 2	-0.07
ly_{iris2}	26.53	Altura del iris 2	+0.05
lz_{iris2}	1.28	Anchura iris 2	+0.02
distancia_2	0.16	Distancia entre iris 2 y 3	-0.04
lx_{iris3}	6.03	Profundidad del iris 3	+0.06
ly_{iris3}	14.95	Altura del iris 3	+0.09
lz_{iris3}	11.42	Anchura iris 3	+0.02
a	109.22	Medida horizontal de la cavidad de la guía	-0.08
b	54.61	Medida vertical de la cavidad de la guía	-0.02

Tabla 3.5: Parámetros de la transición en línea coaxial-rectangular, banda S.

4. Transición de guía coaxial a ridge

Ya se ha comentado anteriormente que las guías de onda tienen una gran capacidad de manejo de alta potencia, además de realizar la transmisión sin pérdidas de potencia; lo que hace que se utilicen en componentes de microondas de alto rendimiento, antenas, dispositivos de medida y aplicaciones de radar y enlace de datos. Los sistemas de microondas están en proceso continuo, haciendo que se desarrollen las transiciones para alimentar estructuras de banda ancha.

Normalmente, en las guías rectangulares, el ancho de banda esta limitado por la frecuencia de corte del modo TE_{10} y por las de los modos superiores. Añadiendo uno o dos escalones a la guía rectangular, se proporciona un ancho de banda más amplio debido a los efectos capacitivos introducidos. Además, como la impedancia característica de este tipo de guías es más baja que la de las guías rectangulares, la adaptación con la alimentación, comúnmente conectores coaxiales de 50Ω , es más sencilla. El comportamiento de los campos de los modos fundamentales de la guías utilizadas en este capítulo se encuentran en las figuras 2.5 y 2.7.

La alimentación de la guía es fundamental para el diseño al ser la clave para el rendimiento general del sistema. Para optimizar las características (buenas pérdidas de retorno en un amplio ancho de banda) solo debe propagarse el modo fundamental de cada medio, es decir, los superiores deben ser evanescentes, para evitar cualquier tipo de distorsión.

Las frecuencias de corte de los modos fundamentales y del primer superior y la constante dieléctrica de los medios utilizados en esta sección se encuentran en las tablas 4.1 y 4.2.

BANDA X	Ridge doble WRD-475	Ridge simple WRD-475	Coaxial SMA
Modo Fundamental	TE_{10}	TE_{10}	TEM
1 ^{er} Modo Superior	TE	TE	TE_{11}
f_{c1} (GHz)	3.91	4.69	0
f_{c2} (GHz)	11.68	10.65	25.05
Constante dieléctrica (ϵ_r)	1	1	2.1

Tabla 4.1: Propiedades de las guías WRD-475 (Doble y Simple, banda X) y SMA.

BANDA S	Ridge doble WRD-200	Ridge simple WRD-200	Coaxial SMA
Modo Fundamental	TE_{10}	TE_{10}	TEM
1 ^{er} Modo Superior	TE	TE	TE_{11}
f_{c1} (GHz)	1.64	1.97	0
f_{c2} (GHz)	4.90	4.48	25.05
Constante dieléctrica (ϵ_r)	1	1	2.1

Tabla 4.2: Propiedades de las guías WRD-200 (Doble y Simple, banda S) y SMA.

4.1. Transición perpendicular - Ridge Doble, banda X

Las guías de onda ridge dobles comúnmente se alimentan con coaxiales, al igual que las rectangulares, puede hacerse al final de la guía o formando un ángulo recto.

En esta sección se habla de un diseño en ángulo recto, basado en la literatura [15], figura 4.1. La impedancia de la línea del coaxial se adapta con un número de escalones a la impedancia de la guía ridge.

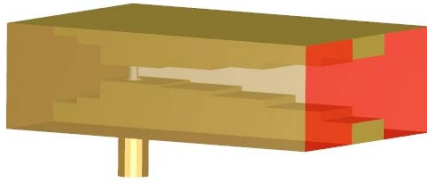


Figura 4.1: Esquema de la transición perpendicular coaxial-ridge doble. Imagen obtenida de [15].

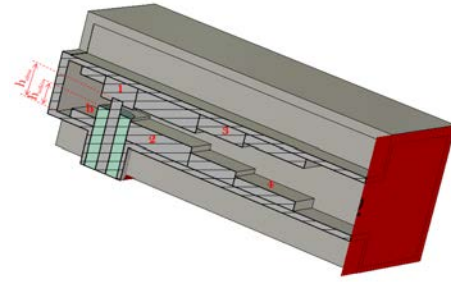
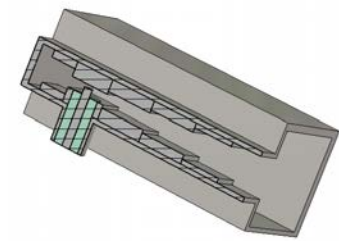
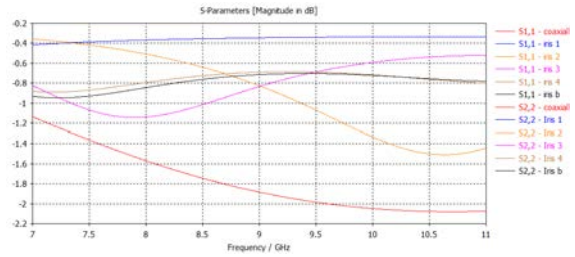


Figura 4.2: Parámetros de la transición perpendicular coaxial-ridge doble, banda X.

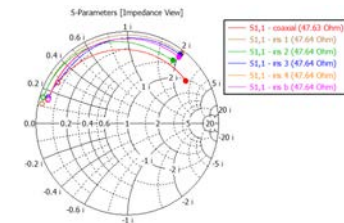
Para realizar este diseño se han ido añadiendo diferentes escalones y optimizando, en cada paso, la longitud en z de cada escalón y su altura. Los escalones de arriba y abajo tienen las mismas dimensiones, es decir, si se pusiera un espejo en mitad de la guía en el plano x - z los escalones de abajo encajarían perfectamente con el reflejo de los de arriba y viceversa. Los parámetros de diseño de esta transición se encuentran en la figura 4.2 y su explicación en la tabla 4.3.



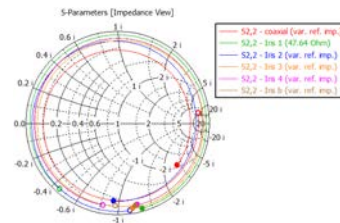
(a) Corte plano X del diseño



(b) Módulo parámetros S



(c) Impedancia parámetros S_{11}



(d) Impedancia parámetros S_{22}

Figura 4.3: Diseño malos resultados. Transición perpendicular coaxial-Ridge doble, banda X.

Tras realizar este diseño, en la figura 4.3 se muestran los resultados. En 4.3b las mejores pérdidas de retorno no llegan ni a los -2.2 dB y se dan antes de añadir ningún escalón. En 4.3c y 4.3d se observa que no hay ningún tipo de adaptación de impedancias, ni en el puerto

de entrada ni en el de salida.

En la figura 4.3a se ve como el alma del coaxial no llega a tocar a los escalones de la ridge superior. Para mejorar estos resultados, se va a modificar este criterio de diseño, permitiendo que en la optimización la longitud del alma pueda introducirse en el escalón superior.

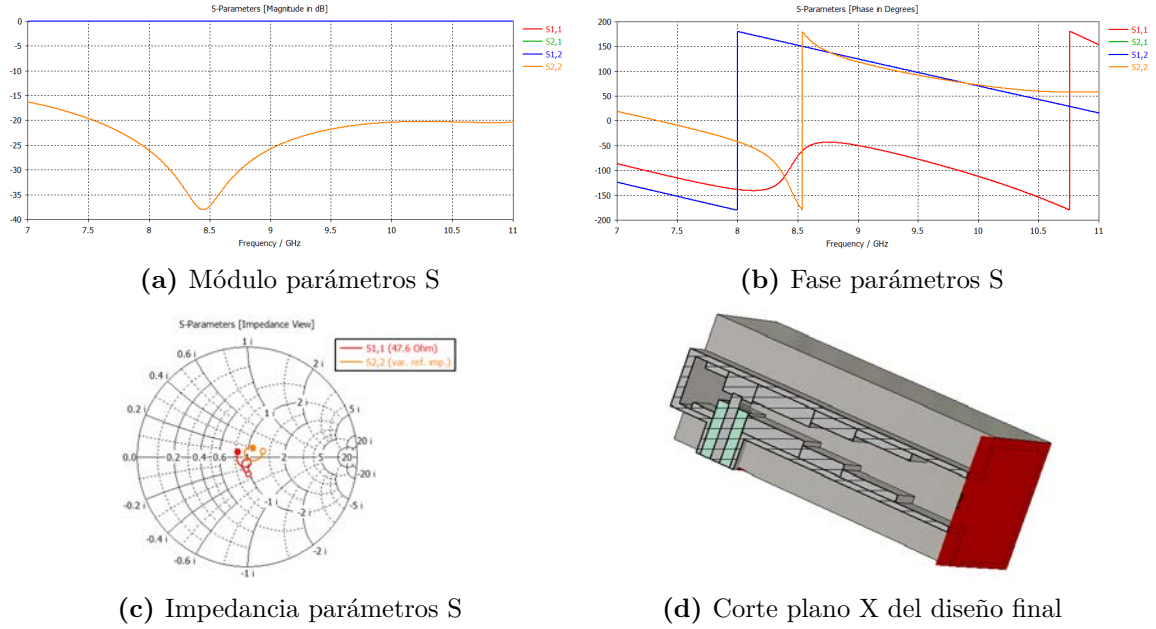


Figura 4.4: Diseño final. Transición perpendicular coaxial-ridge doble, banda X.

Al realizar esta optimización, se consiguen buenos resultados para esta transición. El diseño final tiene el aspecto de la figura 4.4d.

En la figura 4.4a se tienen unas pérdidas de retorno por debajo de los 20 dB en casi toda la banda de trabajo. Además, las pérdidas de inserción son prácticamente nulas, lo que indica que no hay pérdidas de potencia. En fase, 4.4b, la diferencia de recorrido de las ondas del coaxial y la guía ridge hacen que los parámetros S_{11} y S_{22} tengan fases distintas. La impedancia del coaxial, se encuentra centrada en la circunferencia unidad de la carta de Smith, pero presenta un carácter capacitivo; por otro lado, la impedancia de la guía ridge se ve que está adaptada, figura 4.4c. Debido al rango de frecuencias, se introduce dispersión, provocando que la impedancia varíe levemente.

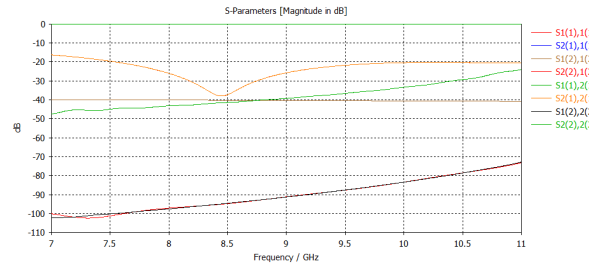


Figura 4.5: Módulo parámetros S de varios modos. Transición perpendicular coaxial-ridge doble, banda X.

La figura 4.5 muestra como en la banda de operación solo se propaga el modo fundamental.

Pero observando el segundo modo, a partir de los 10 GHz deja de atenuarse, esto es porque la frecuencia de corte del primer superior es 11.68 GHz (tabla 4.1) y a frecuencias próximas puede empezar a notarse el comportamiento previo a la propagación.

Este diseño presenta unas pérdidas de retorno por debajo de los 20 dB en un ancho de banda del 39.6%. Las dimensiones del diseño se encuentran en la tabla 4.3.

4.2. Transición perpendicular - Ridge Doble, banda S

Se ha partido de la literatura, que presenta un diseño como el de la figura 4.1. El procedimiento para el diseño ha sido análogo al de banda X. Los parámetros de la transición se encuentran en la figura 4.6 y sus explicaciones en la tabla 4.4.

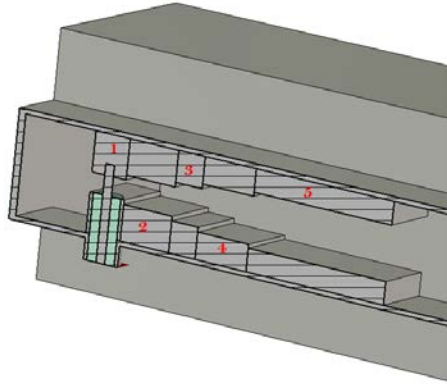


Figura 4.6: Parámetros de la transición perpendicular coaxial-ridge doble, banda S.

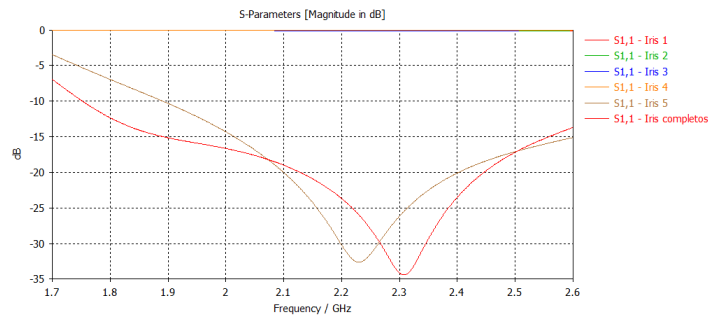


Figura 4.7: Parámetros $|S_{11}|$ con diferentes escalones. Transición perpendicular coaxial-ridge doble, banda S.

En 4.7 se plasman los módulos de los parámetros S_{11} de las optimizaciones realizadas al ir añadiendo escalones. En ella se puede ver que las mejores características se consiguen sin añadir el iris que está más pegado a la pared de la guía ridge y con 5 escalones hacia la salida de dicha guía, figura 4.8a. Con 7 escalones hacia la salida y el cercano a la pared de la guía, la respuesta es similar pero desplazada en banda, quedando más centrada el diseño con 5 escalones.

En 4.8 se muestran los resultados finales. En esta transición se consigue un ancho de banda del 13.4% con unas pérdidas de retorno menores a -20 dB. Además, se observa un buen nivel de transmisión, siendo prácticamente cero las pérdidas de inserción en toda la banda

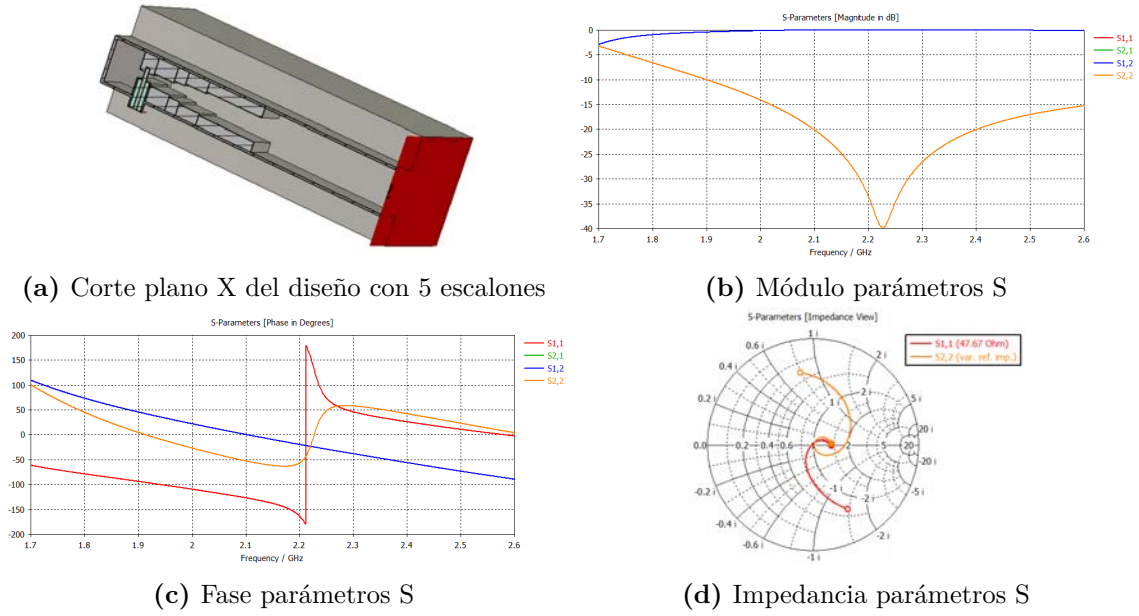


Figura 4.8: Diseño final. Transición perpendicular coaxial-ridge doble, banda S.

de trabajo. La impedancia de la entrada es capacitiva en prácticamente toda la banda y la de salida inductiva, pero a la frecuencia central ambos parámetros son muy cercanos a 1, presentando adaptación a dicha frecuencia.

En la tabla 4.4 se plasman los valores de todos los parámetros.

4.3. Transición perpendicular - Ridge Simple, banda X

Ya se ha visto con otros diseños que esta transición sirve como alimentación de la guía.

El diseño del estado del arte [14] del que se parte es el de la figura 4.9.

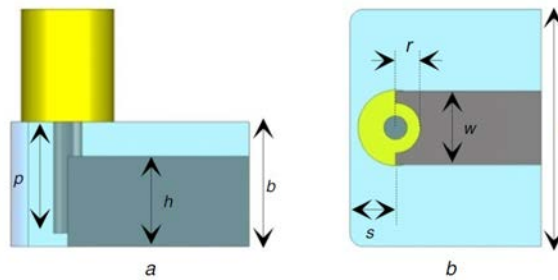


Figura 4.9: Esquema de la transición perpendicular coaxial-ridge simple (a Vista lateral, b Vista desde el suelo). Imagen obtenida de [14].

Aunque no exista un estándar de guías ridge simples, se utilizan en todos los diseños las medidas del estándar de ridge doble. Por eso, en lugar de variar la medida de h en la figura 4.9 se van a ir introduciendo escalones, optimizando sus longitudes en el eje z y en el eje y , para mejorar las características de la transición, obteniendo el diseño de la figura 4.10a. En la tabla 4.5 se explican los parámetros de diseño.

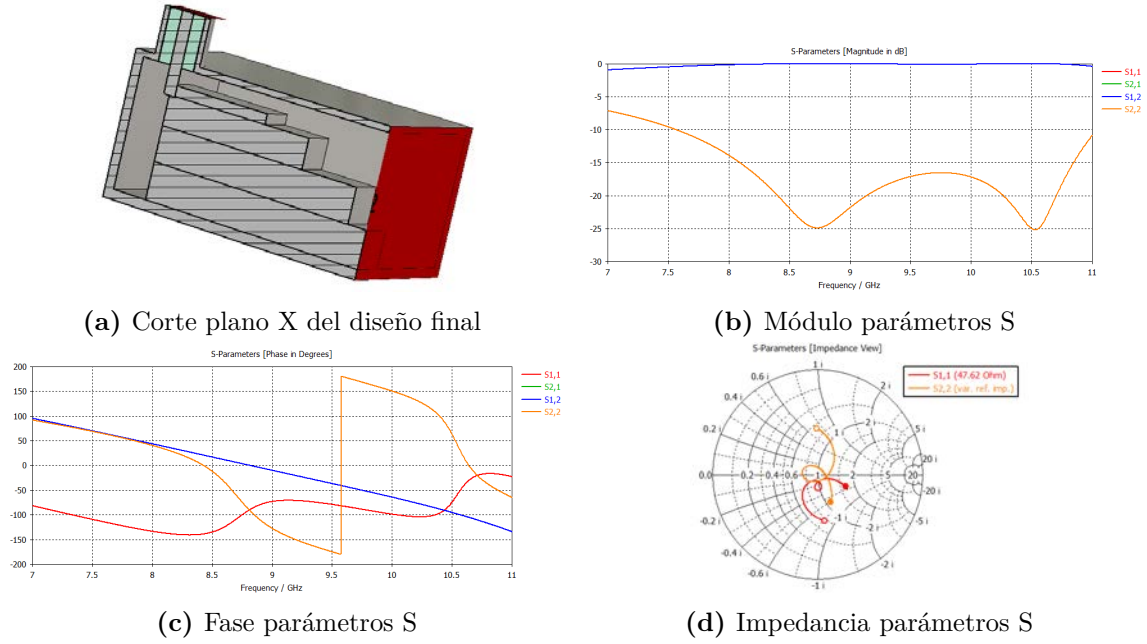


Figura 4.10: Diseño final. Transición perpendicular coaxial-ridge simple, banda X.

En este diseño, el alma del coaxial se inserta directamente en los escalones, sin embargo, en la literatura se recubre el alma con un cilindro de aire y es lo que se inserta en el escalón.

En este diseño, se consiguen buenas características si se considera el ancho de banda con unas pérdidas de retorno inferiores a -15 dB, porque 4.10b muestra que desde los 9.13 GHz hasta los 10.27 GHz estas pérdidas llegan a ser de -16.53 dB, por lo que el ancho de banda de adaptación no puede considerarse por debajo de los -20 dB del coeficiente de adaptación como en el resto de diseños. Pero el módulo del parámetro S_{21} indica que las pérdidas de inserción pueden considerarse despreciables en casi toda la banda de trabajo. El puerto 1 y el 2 presentan fases distintas porque las ondas reflejadas y transmitidas tienen trayectorias diferentes, figura 4.10c. En la carta de Smith, 4.10d, se observa la adaptación de la impedancia en el puerto de salida con el lazo centrado a la impedancia de referencia. En cambio, en la entrada del coaxial, el lazo está en la circunferencia unidad pero es de carácter capacitivo.

Para tratar de solventar el rango de frecuencias por debajo de los -20 dB, se va a realizar el diseño recubriendo el alma del coaxial con una capa del dieléctrico de la guía ridge, como se presenta en el estado del arte.

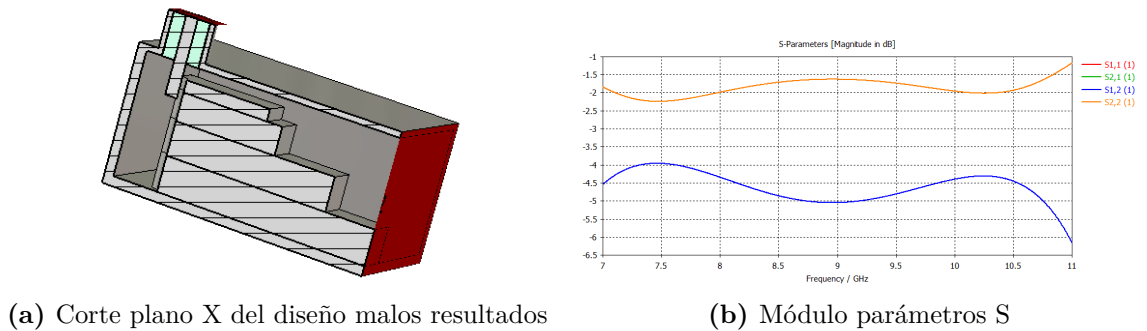


Figura 4.11: Diseño malos resultados. Transición perpendicular coaxial-ridge simple, banda X.

Optimizando este diseño, no se consigue el objetivo de adaptación de la transición, figura 4.11, no hay ancho de banda de adaptación considerable. Además de esta prueba, se han realizado transiciones con diferentes distribuciones, pero en ninguna se ha conseguido adaptación. Por eso el diseño final es el primero que se ha presentado.

El diseño a considerar, figura 4.10, presenta un ancho de banda con pérdidas de retorno por debajo de los -15 dB de 30.6%. En la tabla 4.5 se encuentran las dimensiones del diseño.

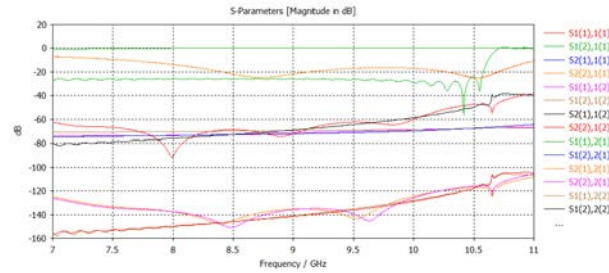


Figura 4.12: Módulo parámetros S de varios modos. Transición perpendicular coaxial-ridge simple, banda X.

Al principio de la banda de frecuencias del diseño óptimo, mostrada en 4.12, los modos superiores se encuentran atenuados. Es a partir de los 10 GHz donde empieza a notarse la presencia del segundo modo de la guía ridge ($S_{2(2),2(2)}$), cuya frecuencia de corte son los 10.65 GHz, tabla 4.1.

4.4. Transición perpendicular - Ridge Simple, banda S

Esta transición se diseña siguiendo los mismos pasos que en la sección anterior, hasta llegar a los resultados de la la figura 4.13. Al final del capítulo, en la tabla 4.6 se dan los valores y se explican los parámetros de este transformador modal.

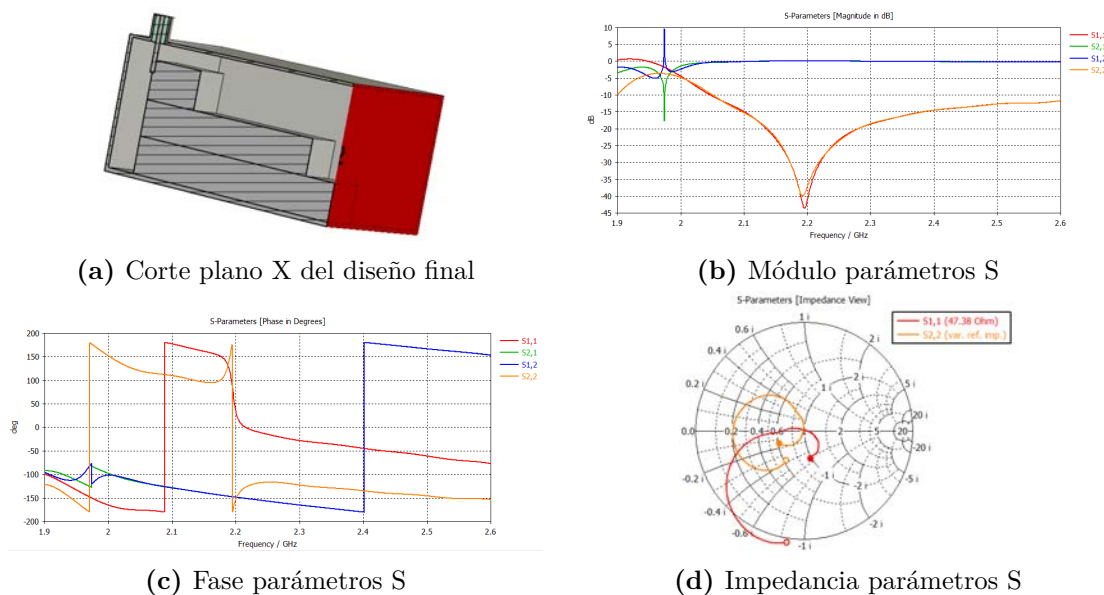


Figura 4.13: Diseño final. Transición perpendicular coaxial-ridge simple, banda S.

La banda mostrada en este diseño se reduce, esto es porque se presentaban rizados en los resultados. Se ha probado aumentando el mallado pero no se corregía del todo. Al simular en frecuencia, estas anomalías desaparecen, pero se ha optado por presentar los resultados en tiempo ya que es el *solver* utilizado en todos los diseños anteriores.

En la figura 4.13b se ve claramente cuando el modo empieza a propagarse, ya que al principio de la banda la reflexión es de 0 dB, y a partir de los 1.98 GHz empieza a disminuir y las pérdidas de inserción van aproximándose al 0. La reflexión nula provoca la desadaptación a dichas frecuencias, como puede observarse en la impedancia de entrada, figura 4.13d.

La banda de frecuencia de adaptación fraccional por debajo de los -20 dB es de 6.4%. Se añaden las dimensiones finales del diseño en la tabla 4.6.

4.5. Transición en línea - Ridge Doble, banda X

La alimentación de la guía ridge en este caso se hace al final de la guía. Esta distribución es a veces preferible por las limitaciones físicas de diseño o puede ser un criterio de alimentación de la antena, de igual manera que en guía rectangular.

Para conseguir las mejores características se ha realizado el diseño con la configuración que se presenta en el estado del arte [16], figura 4.14. Como los parámetros son similares a los diseños anteriores, han dejado de incluirse las figuras que los señalaban, pero en la tabla 4.7 se encuentran los valores finales junto con sus explicaciones.

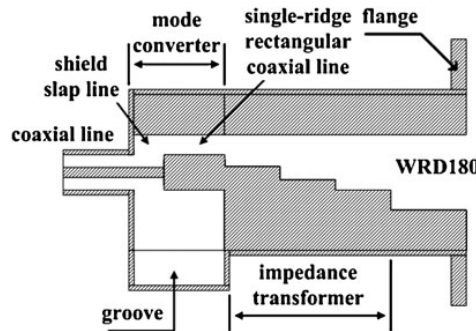


Figura 4.14: Esquema de la transición en línea coaxial-ridge doble. Imagen obtenida de [16]

La primera simulación realizada es sin la acanaladura, figura 4.15a.

En 4.15 se ilustran los resultados de esta primera optimización. Comenzado por la banda de adaptación, debe calcularse con una reflexión por debajo de los -15 dB porque como se observa en 4.15b hay un rango considerable por encima de los -20 dB. En esta misma figura se pueden analizar las pérdidas de inserción, que por las frecuencias centrales que se muestran, las máximas pérdidas son de -0.16 dB, pudiendo considerarse un buen nivel de transmisión. Estas pérdidas al acercarse a los 11 GHz empiezan a aumentar, debido al efecto que empieza a producir el primer modo superior de la guía ridge, con frecuencia de corte de 11.68 GHz, tabla 4.1. En la figura 4.15d se observa el carácter inductivo del coaxial, y que la impedancia a la salida de la guía ridge no se encuentra adaptada del todo, presenta valores de la reactancia algo negativos y valores reales un poco superiores a los de la impedancia de referencia.

Debido a la desadaptación que presenta el diseño analizado, y el rango con reflexiones por

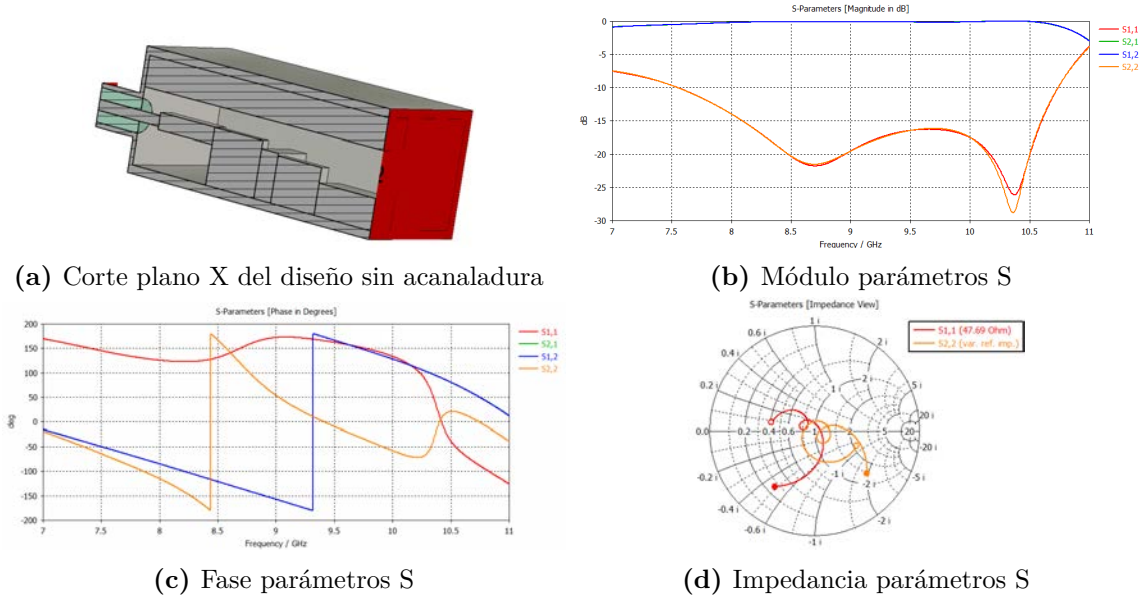


Figura 4.15: Diseño sin acanaladura. Transición en línea coaxial-ridge doble, banda X.

encima de los -20 dB, se va a implementar el mismo diseño añadiendo la acanaladura, tratando de solventar los inconvenientes de la transición presentada hasta ahora.

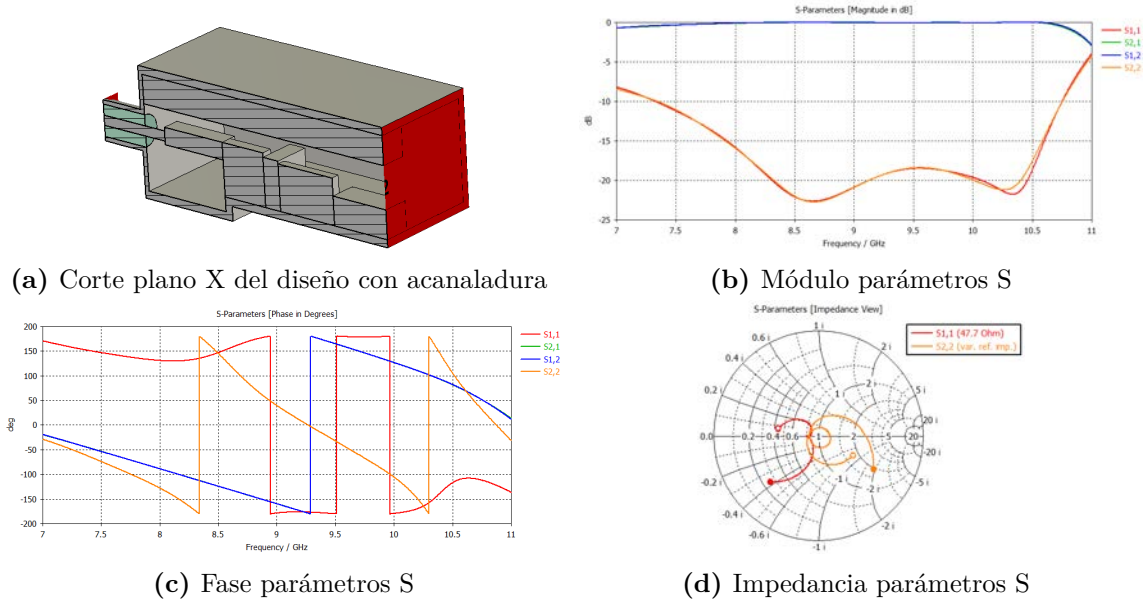


Figura 4.16: Diseño final. Transición en línea coaxial-ridge doble, banda X.

La estructura con acanaladura, 4.16a, presenta características mejoradas con respecto al diseño previo. En este caso, la banda de acoplamiento es más ancha, además el rango que supera los 20 dB es mucho menor, figura 4.16b. El nivel de transmisión también ha mejorado, en el peor de los casos es de -0.1 dB, aunque la frecuencia de corte del modo superior de la ridge sigue siendo la misma, por eso estas pérdidas al acercarse a los 11 GHz comienzan a empeorar. Es en 4.16d donde más se aprecia la actuación de la acanaladura, ya que ha conseguido la adaptación a la salida de la guía ridge, reduciendo el valor capacitivo de dicha impedancia. Además, el comportamiento de la impedancia del coaxial ha dejado de ser in-

ductivo, quedando resonante.

Por estas mejoras, este es el diseño que va a considerarse en este tipo de transición. Las características que presenta son un ancho de banda de 29.6% con un coeficiente de adaptación por debajo de los -15 dB. Los valores de las dimensiones de la estructura se encuentran en la tabla 4.7.

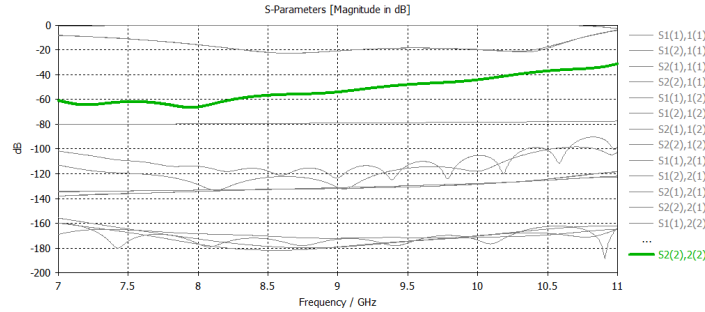


Figura 4.17: Módulo parámetros S de varios modos. Transición en línea coaxial-ridge doble, banda X.

En la figura 4.17 se muestran los parámetros S en dB de los modos fundamentales y de los primeros superiores. El comportamiento muestra que salvo los fundamentales los demás modos se encuentran atenuados, pero se puede apreciar como el primer superior de la guía ridge deja de estar al corte cuando va aproximándose a los 11 GHz, justificando el comportamiento de las pérdidas de inserción presentadas en 4.16b y 4.15b al acercarse a esta frecuencia. Por eso también, los módulos de los parámetros S_{11} y S_{22} dejan de ser iguales.

4.6. Transición en línea - Ridge Doble, banda S

En esta transición se han realizado varias simulaciones, comenzando con alargar las dos ridges hasta el final, lo que impedía que los modos se acoplaran adecuadamente. Luego se optimizó el modelo sin acanaladura, obteniendo buenas características. Pero al añadir este hueco, el comportamiento mejora considerablemente, siendo este el diseño final que se presenta, figura 4.18a. En la tabla se explican los parámetros de la estructura y se muestran sus valores finales 4.8.

4.18b muestra como en prácticamente en toda la banda de frecuencia se consigue un coeficiente de adaptación por debajo de los 20 dB, exactamente es del 34.4%. Además, las pérdidas de inserción, una vez que se propaga por completo el modo fundamental, con frecuencia de corte 1.64 GHz (tabla 4.2), de la guía ridge, obtienen -0.03 dB en el peor caso, indicando una transmisión de señal casi sin pérdida de potencia. La carta de Smith, 4.18d indica que la impedancia de los dos puertos se encuentra adaptada, aunque el comportamiento del coaxial sea capacitivo en la mayoría de frecuencias y el de la guía ridge inductivo.

Lo que se consigue con la acanaladura es una adaptación en el puerto de entrada, mejorando el comportamiento capacitivo de dicha impedancia. Lo que implica que mejore la reflexión y que las pérdidas de inserción disminuyan.

El valor de cada parámetro de esta transición se plasma en la tabla 4.8.

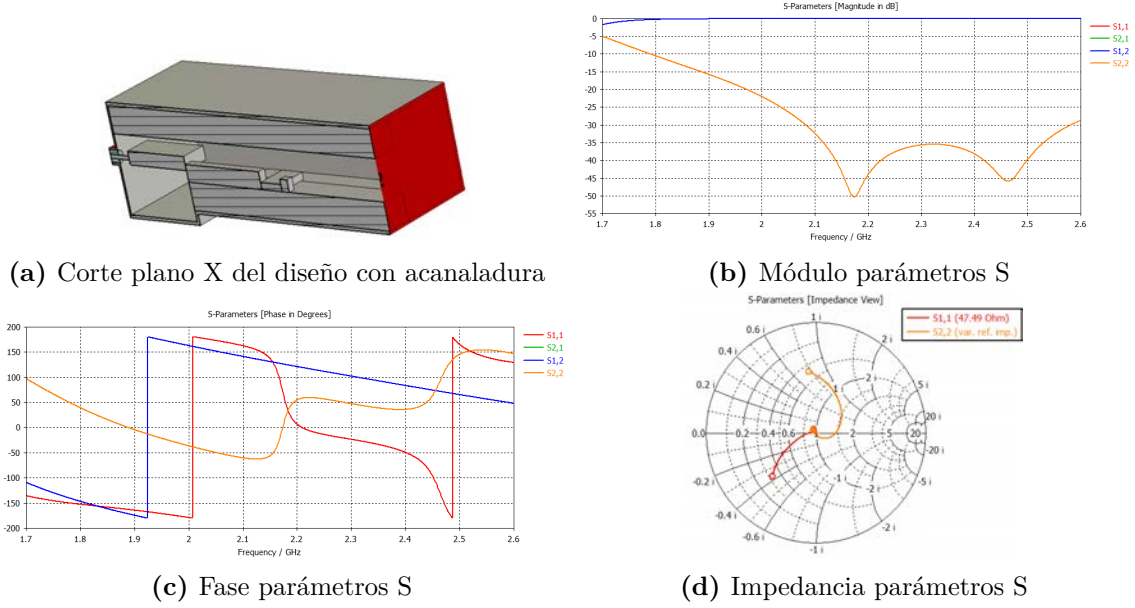


Figura 4.18: Diseño final. Transición en línea coaxial-ridge doble, banda S.

4.7. Transición en línea - Ridge Simple, banda X

Para este diseño se van a ir añadiendo escalones, basándose en la literatura [16], figura 4.14. Pero quitando el último escalón correspondiente a las medidas de la ridge, para que en vez de ser doble sea simple. La explicación de los parámetros de la transición y sus valores se encuentran en la tabla 4.9.

La primera optimización se realiza sin acanaladura, como se muestra en la figura 4.19a.

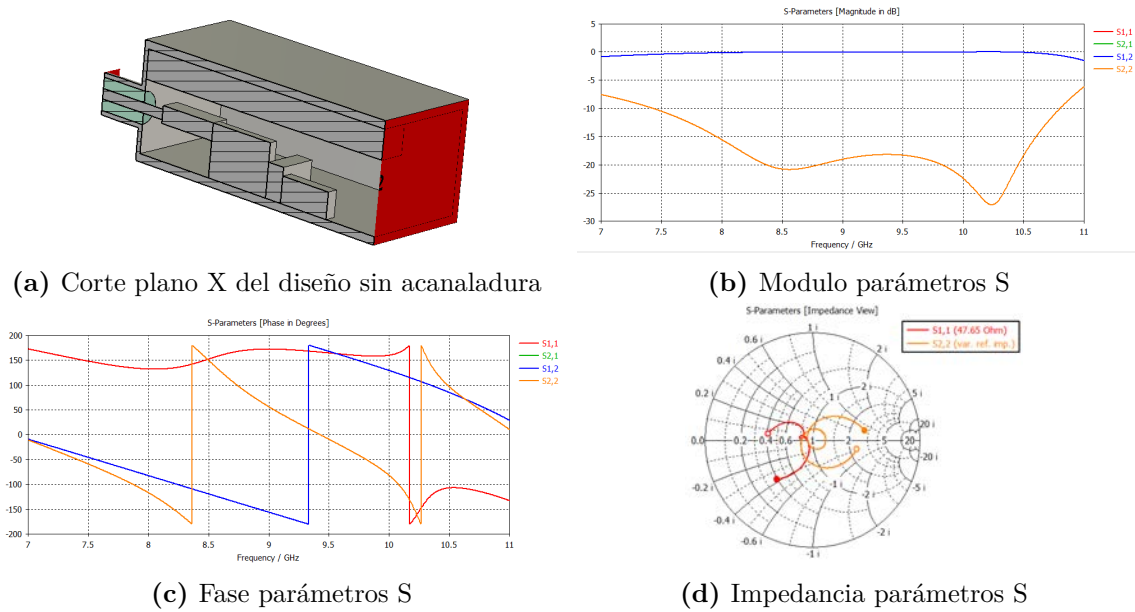


Figura 4.19: Diseño final. Transición en línea coaxial-ridge simple, banda X.

La banda de adaptación por debajo de los 20 dB en este caso no puede considerarse, ya que son pocos los valores que presentan una reflexión por debajo de este valor, figura 4.19a.

Las pérdidas de inserción entre los 8 y los 10.5 GHz presentan, en el peor de los casos un nivel de transmisión de -0.16 dB. La figura 4.19d, muestra que la impedancia del puerto 2, se agrupa alrededor del valor de referencia, sin embargo, el coaxial presenta una reactancia positiva y una resistencia menor a la de referencia.

Se ha optimizado el diseño previo añadiendo la acanaladura, para intentar mejorar la banda de adaptación.

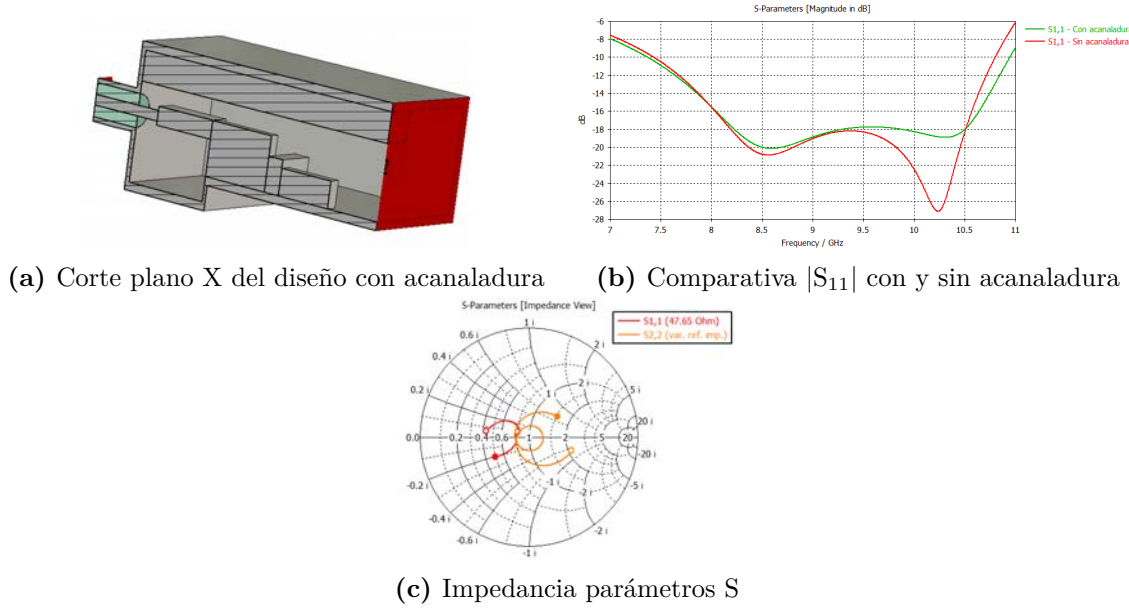


Figura 4.20: Diseño con acanaladura. Transición en línea coaxial-ridge simple, banda X.

En la figura 4.20b se muestran los módulos de los parámetros S_{11} en ambos diseños, obteniéndose mejores pérdidas de retorno para el diseño sin acanaladura. En 4.20c se obtienen unos resultados parecidos al diseño anterior, es decir, la impedancia de la guía ridge sigue estando adaptada, y la del conector muestra un carácter inductivo.

Tras el análisis de ambos diseños, se va a considerar la transición sin acanaladura. Como no son muchas las frecuencias con reflexión mejor que -20 dB, la banda de adaptación va a considerarse con coeficientes por debajo de -15 dB, siendo del 29.5%. En la tabla 4.9 se encuentran las dimensiones finales del diseño.

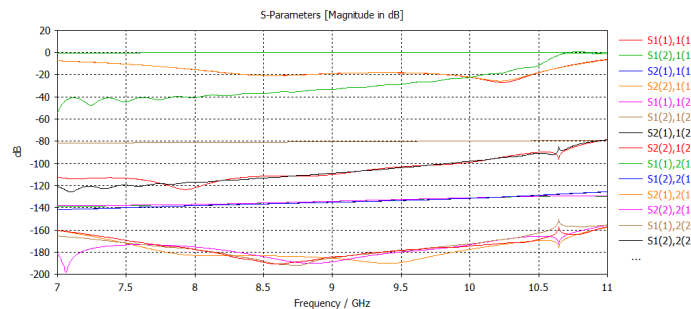


Figura 4.21: Módulo parámetros S de varios modos. Transición en línea coaxial-ridge simple, banda X.

Las pérdidas de inserción empiezan a empeorar considerablemente a partir de las 10.5 GHz porque el primer modo superior de la guía ridge, deja de estar atenuado (figura 4.21), su frecuencia de corte es 10.65 GHz (tabla 4.1), pero como se ilustra, el comportamiento de propagación se manifiesta con anterioridad.

4.8. Transición en línea - Ridge Simple, banda S

En esta transición se han seguido los mismo pasos que en banda X, descritos anteriormente. Al comparar las simulaciones con acanaladura y sin ella, en este caso, se obtienen mejores resultados con ella. Presenta unas pérdida de retorno más bajas y mayor adaptación, por lo tanto el diseño a considerar es con acanaladura (en la tabla 4.10 se explican los parámetros del diseño).

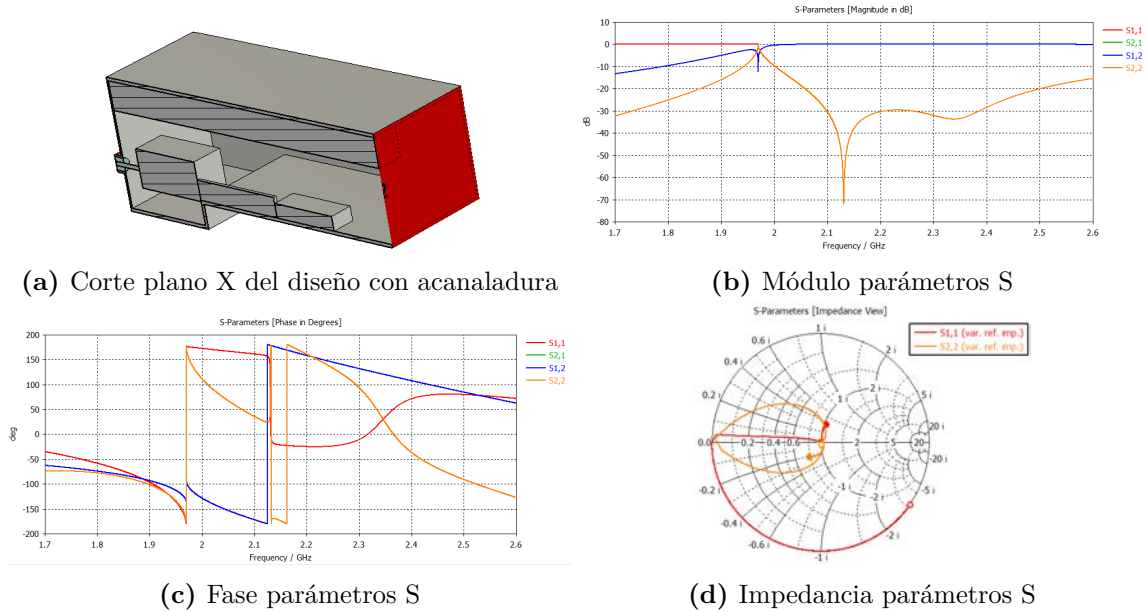


Figura 4.22: Diseño final. Transición en línea coaxial-ridge simple, banda S.

En esta transición la simulación se ha realizado en el dominio de frecuencia, ya que el rizado que presentaba era demasiado marcado, y no se suavizada ni aumentando el mallado, ni reduciendo la banda de trabajo.

Como la frecuencia de corte del modo fundamental de la guía ridge es de 1.97 GHz, tabla 4.2, las pérdidas de retorno son nulas en el puerto 1 hasta que dicho modo comienza a propagarse. Además, las pérdidas de inserción también son peores, se ilustra en 4.22b como a partir de los 2 GHz son prácticamente nulas, en el peor de los casos se tiene un nivel de transmisión de -0.2 dB. La alta reflexión al principio de la banda de trabajo, por no estar propagándose el modo TE, provoca desadaptación en la impedancia del coaxial a dichas frecuencias, como se muestra en la carta de Smith 4.22d.

El surco de este diseño, mejora la adaptación de la impedancia de la guía ridge, disminuyendo su reactancia positiva. La banda de adaptación con un coeficiente por debajo de los -20 dB es de 19.7%. Los valores de los parámetros de la estructura se encuentran en la tabla 4.10.

4.9. Estudio de tolerancias

Como se ha comentado en el capítulo anterior, las tolerancias de cada diseño son muy importantes, ya que dependiendo de su grado tendrá sentido fabricar las estructuras con unas máquinas u otras. Si esto no se tiene en cuenta, puede que tras la construcción no sirva porque no cumple las intenciones de diseño.

Las simulaciones se realizan añadiendo valores aleatorios a las dimensiones de ± 0.1 mm, explicado en el capítulo anterior, para estudiar el efecto en las prestaciones de los diseños realizados.

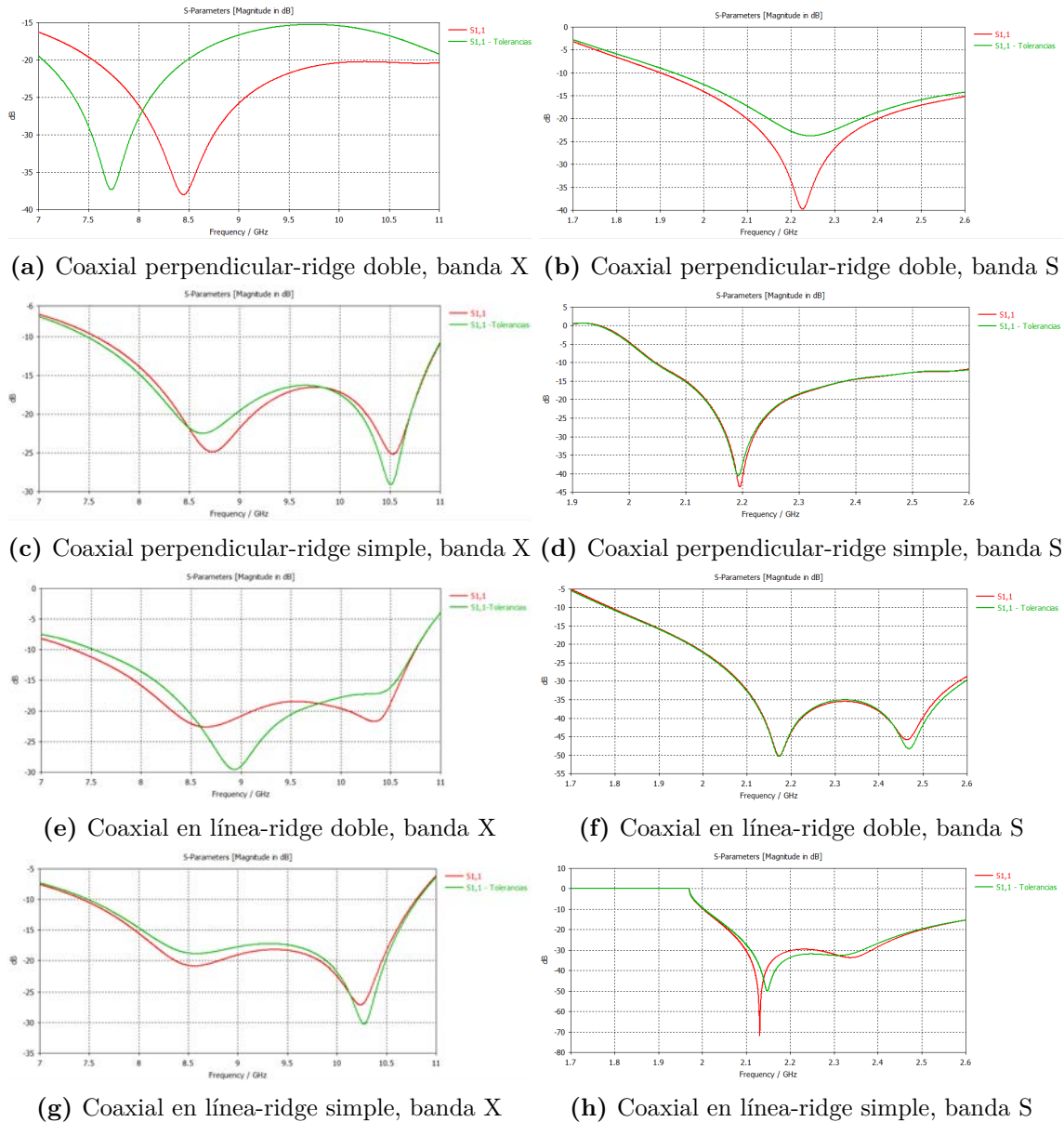


Figura 4.23: Estudio de tolerancias en transiciones del tipo coaxial-ridge.

Observando los resultados en 3.24, se puede concluir que el rango de tolerancias de ± 1 mm es aceptable para la mayoría de los diseños, en el peor de los casos empeora el ancho de banda un 2%. Sin embargo, el diseño de coaxial en ángulo recto con la guía ridge doble en banda X,

figura 4.23a, no aceptaría este rango, ya que se observa un desplazamiento de casi 1 GHz en frecuencia, disminuyendo considerablemente el ancho de banda. Además, el desplazamiento implica unas pérdidas de retorno por encima de los 15 dB a partir de los 8 GHz por lo que la banda de adaptación ya no incluiría a la frecuencia central.

Los incrementos de cada parámetro con respecto al valor nominal del diseño optimizado se encuentran en las tablas de la siguiente sección.

4.10. Valores de los parámetros de los diseños

En este apartado se incluyen todas las tablas con los valores de los parámetros finales, sus explicaciones, y los incrementos añadidos en el estudio de tolerancias correspondiente.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción	Δ tolerancias (mm)
$l_{z_{\text{corto}}}$	6.65	Distancia del centro del coaxial al corto circuito de la guía WRD-475	+0.09
h_{alma}	3.47	Longitud de penetración del alma del SMA en la guía ridge	+0.09
$h_{\text{teflón}}$	$l_{y_{\text{iris1}}}$	Longitud de penetración del dieléctrico del coaxial en la guía ridge	0
$l_{x_{\text{iris1}}}$	6.91	Profundidad del iris 1	+0.02
$l_{y_{\text{iris1}}}$	2.20	Altura del iris 1	+0.05
$l_{z_{\text{iris1}}}$	4.04	Anchura iris 1	+0.02
$l_{x_{\text{iris2}}}$	6.91	Profundidad del iris 2	+0.01
$l_{y_{\text{iris2}}}$	1.92	Altura del iris 2	+0.07
$l_{z_{\text{iris2}}}$	7.76	Anchura iris 2	-0.05
$l_{x_{\text{iris3}}}$	6.91	Profundidad del iris 3	+0.01
$l_{y_{\text{iris3}}}$	1.40	Altura del iris 3	+0.07
$l_{z_{\text{iris3}}}$	5.66	Anchura iris 3	-0.01
$l_{x_{\text{iris4}}}$	6.91	Profundidad del iris 4	0.00
$l_{y_{\text{iris4}}}$	0.83	Altura del iris 4	+0.10
$l_{z_{\text{iris4}}}$	7.36	Anchura iris 4	0.00
$l_{x_{\text{irisB}}}$	6.91	Profundidad del iris B	+0.01
$l_{y_{\text{irisB}}}$	0.75	Altura del iris B	+0.10
$l_{z_{\text{irisB}}}$	3.02	Anchura iris B	-0.02
a	27.69	Medida horizontal de la cavidad de la guía	+0.02
b	12.85	Medida vertical de la cavidad de la guía	0.00
$l_{x_{\text{ridge}}}$	6.91	Profundidad del ridge	+0.01
$l_{y_{\text{ridge}}}$	3.69	Altura del ridge	0.00

Tabla 4.3: Parámetros de la transición perpendicular coaxial-ridge doble, banda X.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción	Δ tolerancias (mm)
$l_{z_{\text{corto}}}$	13.02	Distancia del centro del coaxial al corto circuito de la guía WRD-200	-0.01
h_{alma}	9.22	Longitud de penetración del alma del SMA en la guía ridge	-0.1
$h_{\text{teflón}}$	$l_{y_{\text{iris1}}}$	Longitud de penetración del dieléctrico del coaxial en la guía ridge	+0.04
$l_{x_{\text{iris1}}}$	16.46	Profundidad del iris 1	+0.09
$l_{y_{\text{iris1}}}$	5.24	Altura del iris 1	-0.05
$l_{z_{\text{iris1}}}$	5.08	Anchura iris 1	-0.08
$l_{x_{\text{iris2}}}$	16.46	Profundidad del iris 2	+0.09
$l_{y_{\text{iris2}}}$	4.65	Altura del iris 2	-0.05
$l_{z_{\text{iris2}}}$	7.18	Anchura iris 2	-0.07
$l_{x_{\text{iris3}}}$	16.46	Profundidad del iris 3	+0.08
$l_{y_{\text{iris3}}}$	4.06	Altura del iris 3	0.00
$l_{z_{\text{iris3}}}$	3.90	Anchura iris 3	+0.06
$l_{x_{\text{iris4}}}$	16.46	Profundidad del iris 4	+0.08
$l_{y_{\text{iris4}}}$	3.47	Altura del iris 4	-0.10
$l_{z_{\text{iris4}}}$	7.49	Anchura iris 4	-0.04
$l_{x_{\text{iris5}}}$	16.46	Profundidad del iris 5	+0.10
$l_{y_{\text{iris5}}}$	2.97	Altura del iris 5	-0.10
$l_{z_{\text{iris5}}}$	20.00	Anchura iris 5	0.00
a	65.79	Medida horizontal de la cavidad de la guía	+0.03
b	30.71	Medida vertical de la cavidad de la guía	+0.09
$l_{x_{\text{ridge}}}$	16.46	Profundidad del ridge	0.00
$l_{y_{\text{ridge}}}$	8.80	Altura del ridge	-0.01

Tabla 4.4: Parámetros de la transición perpendicular coaxial-ridge doble, banda S.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción	Δ tolerancias (mm)
lz_{corto}	3.75	Distancia del centro del coaxial al corto circuito de la guía WRD-475 simple	-0.04
h_{alma}	2.76	Longitud de penetración del alma del SMA en la guía ridge	+0.07
ly_{iris1}	3.69	Altura del iris 1	+0.08
lz_{iris1}	21.91	Anchura iris 1	+0.06
ly_{iris2}	2.97	Altura del iris 2	+0.02
lz_{iris2}	15.85	Anchura iris 2	-0.09
ly_{iris3}	1.00	Altura del iris 3	-0.03
lz_{iris3}	10.91	Anchura iris 3	+0.01
a	27.69	Medida horizontal de la cavidad de la guía	+0.08
b	12.85	Medida vertical de la cavidad de la guía	-0.08
lx_{ridge}	6.91	Profundidad del ridge	+0.05
ly_{ridge}	3.69	Altura del ridge	+0.08

Tabla 4.5: Parámetros de la transición perpendicular coaxial-ridge simple, banda X.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción	Δ tolerancias (mm)
lz_{corto}	7.77	Distancia del centro del coaxial al corto circuito de la guía WRD-200 simple	+0.06
h_{alma}	6.95	Longitud de penetración del alma del SMA en la guía ridge	+0.07
ly_{iris1}	8.52	Altura del iris 1	-0.02
lz_{iris1}	49.67	Anchura iris 1	-0.01
ly_{iris2}	9.21	Altura del iris 2	-0.10
lz_{iris2}	14.25	Anchura iris 2	+0.02
a	27.69	Medida horizontal de la cavidad de la guía	+0.08
b	12.85	Medida vertical de la cavidad de la guía	-0.08
lx_{ridge}	65.79	Profundidad del ridge	-0.01
ly_{ridge}	30.61	Altura del ridge	-0.10

Tabla 4.6: Parámetros de la transición perpendicular coaxial-ridge simple, banda S.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción	Δ tolerancias (mm)
l_{centro}	-0.69	Distancia del centro del coaxial al centro vertical de la guía WRD-475	-0.08
h_{alma}	3.00	Longitud de penetración del alma del SMA en la guía ridge	+0.06
$l_{z_{\text{groove}}}$	11.92	Anchura acanaladura	-0.02
$l_{y_{\text{groove}}}$	1.85	Altura acanaladura	+0.06
$l_{x_{\text{iris1}}}$	4.53	Profundidad del iris 1	-0.01
$l_{y_{\text{iris1}}}$	2.20	Altura del iris 1	+0.07
$l_{z_{\text{iris1}}}$	8.91	Anchura iris 1	-0.06
$l_{x_{\text{iris2}}}$	2.84	Profundidad del iris 2	-0.05
$l_{y_{\text{iris2}}}$	6.83	Altura del iris 2	+0.04
$l_{z_{\text{iris2}}}$	6.21	Anchura iris 2	-0.06
$l_{x_{\text{iris3}}}$	9.79	Profundidad del iris 3	+0.07
$l_{y_{\text{iris3}}}$	6.27	Altura del iris 3	0.00
$l_{z_{\text{iris3}}}$	2.28	Anchura iris 3	-0.02
$l_{x_{\text{iris4}}}$	2.22	Profundidad del iris 4	-0.08
$l_{y_{\text{iris4}}}$	5.93	Altura del iris 4	-0.10
$l_{z_{\text{iris4}}}$	8.18	Anchura iris 4	-0.07
a	27.69	Medida horizontal de la cavidad de la guía	+0.01
b	12.85	Medida vertical de la cavidad de la guía	+0.02
$l_{x_{\text{ridge}}}$	6.91	Profundidad del ridge	-0.05
$l_{y_{\text{ridge}}}$	3.69	Altura del ridge	-0.01
$l_{z_{\text{ridge}}}$	7.93	Anchura del ridge	+0.08

Tabla 4.7: Parámetros de la transición en línea coaxial-ridge doble, banda X.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción	Δ tolerancias (mm)
l_{centro}	-0.75	Distancia del centro del coaxial al centro vertical de la guía WRD-200	-0.05
h_{alma}	4.02	Longitud de penetración del alma del SMA en la guía ridge	-0.01
l_{zgroove}	26.18	Anchura acanaladura	-0.09
l_{ygroove}	3.58	Altura acanaladura	+0.01
l_{xiris1}	17.30	Profundidad del iris 1	+0.04
l_{yiris1}	4.33	Altura del iris 1	+0.03
l_{ziris1}	22.16	Anchura iris 1	-0.08
l_{xiris2}	5.24	Profundidad del iris 2	+0.04
l_{yiris2}	5.47	Altura del iris 2	-0.06
l_{ziris2}	28.29	Anchura iris 2	+0.02
l_{xiris3}	19.08	Profundidad del iris 3	-0.05
l_{yiris3}	2.20	Altura del iris 3	-0.09
l_{ziris3}	7.71	Anchura iris 3	+0.03
l_{xiris4}	4.44	Profundidad del iris 4	+0.03
l_{yiris4}	3.80	Altura del iris 4	-0.10
l_{ziris4}	2.69	Anchura iris 4	+0.02
a	65.79	Medida vertical de la cavidad de la guía	-0.01
b	30.61	Medida horizontal de la cavidad de la guía	-0.01
l_{xridge}	16.46	Profundidad del ridge	-0.06
l_{yridge}	8.80	Altura del ridge	+0.09
l_{zridge}	73.90	Anchura del ridge	+0.09

Tabla 4.8: Parámetros de la transición en línea coaxial-ridge doble, banda S.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción	Δ tolerancias (mm)
l_{centro}	-0.81	Distancia del centro del coaxial al centro vertical de la guía WRD-200	-0.03
h_{alma}	3.00	Longitud de penetración del alma del SMA en la guía ridge	+0.09
$l_{x_{\text{iris1}}}$	4.80	Profundidad del iris 1	-0.09
$l_{y_{\text{iris1}}}$	2.18	Altura del iris 1	-0.08
$l_{z_{\text{iris1}}}$	7.92	Anchura iris 1	-0.10
$l_{x_{\text{iris2}}}$	2.18	Profundidad del iris 2	-0.02
$l_{y_{\text{iris2}}}$	6.71	Altura del iris 2	-0.03
$l_{z_{\text{iris2}}}$	8.93	Anchura iris 2	-0.09
$l_{x_{\text{iris3}}}$	9.99	Profundidad del iris 3	-0.08
$l_{y_{\text{iris3}}}$	4.37	Altura del iris 3	+0.03
$l_{z_{\text{iris3}}}$	2.31	Anchura iris 3	-0.07
$l_{x_{\text{iris4}}}$	2.88	Profundidad del iris 4	+0.09
$l_{y_{\text{iris4}}}$	3.31	Altura del iris 4	+0.03
$l_{z_{\text{iris4}}}$	7.00	Anchura iris 4	+0.06
a	27.69	Medida horizontal de la cavidad de la guía	+0.05
b	12.85	Medida vertical de la cavidad de la guía	+0.02
$l_{x_{\text{ridge}}}$	6.91	Profundidad del ridge	-0.03
$l_{y_{\text{ridge}}}$	3.69	Altura del ridge	+0.02

Tabla 4.9: Parámetros de la transición en línea coaxial-ridge simple, banda X.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción	Δ tolerancias (mm)
l_{centro}	-9.82	Distancia del centro del coaxial al centro vertical de la guía WRD-200 simple	-0.05
h_{alma}	5.89	Longitud de penetración del alma del SMA en la guía ridge	0.00
l_{zgroove}	28.66	Anchura acanaladura	-0.08
l_{ygroove}	7.50	Altura acanaladura	+0.01
l_{xiris1}	20.00	Profundidad del iris 1	+0.01
l_{yiris1}	11.72	Altura del iris 1	+0.01
l_{ziris1}	22.77	Anchura iris 1	-0.08
l_{xiris2}	2.03	Profundidad del iris 2	-0.04
l_{yiris2}	6.00	Altura del iris 2	-0.03
l_{ziris2}	29.08	Anchura iris 2	-0.08
l_{xiris3}	14.40	Profundidad del iris 3	+0.04
l_{yiris3}	4.27	Altura del iris 3	-0.10
l_{ziris3}	21.21	Anchura iris 3	-0.05
a	65.79	Medida horizontal de la cavidad de la guía	-0.02
b	30.61	Medida vertical de la cavidad de la guía	-0.09
l_{xridge}	16.46	Profundidad del ridge	0.00
l_{yridge}	8.80	Altura del ridge	+0.03

Tabla 4.10: Parámetros de la transición en línea coaxial-ridge simple, banda S.

5. Transición de guía rectangular a ridge

Las transiciones vistas hasta este punto, implicaban un conector coaxial, con la misión de alimentar de una manera u otra, bien a la guía rectangular o a la ridge.

En esta sección, las diferentes topologías consisten en la transición entre guía rectangular y ridge. La diferencia entre estas guías, además de su estructura, es que la ridge con el mismo tamaño que la rectangular presenta un ancho de banda mayor, debido al valor capacitivo que introducen sus elementos metálicos o "ridges", haciendo que las frecuencias de corte del modo fundamental y del primer superior estén más alejadas. Pero esto tiene un coste, y es que las pérdidas óhmicas son algo mayores que en la guía rectangular.

En algunas aplicaciones compensa el aumento del ancho de banda aunque la señal se transmita con alguna pérdida de energía. El aumento del uso de este tipo de guía como medio de transmisión, requiere unas buenas transiciones entre guía ridge y rectangular para integrar los circuitos con el equipo de prueba y las fuentes de onda de microondas, como los diodos Gunn, que típicamente tienen un puerto de salida de guía de onda rectangular [13].

Combinando algunas de las características que se presentan anteriormente en las tablas 3.1, 4.1 y 4.2 se obtienen las tablas 5.1 y 5.2 con alguna información necesaria de los medios de transmisión utilizados en esta sección.

BANDA X	Rectangular WR-90	Ridge doble WRD-475	Ridge simple WRD-475
Modo Fundamental	TE ₁₀	TE	TE
1 ^{er} Modo Superior	TE ₂₀	TE	TE
f _{c1} (GHz)	6.56	3.91	4.69
f _{c2} (GHz)	13.12	11.68	10.65
Constante dieléctrica (ε _r)	1	1	1

Tabla 5.1: Propiedades de las guías WR-90 y WRD-475 (Doble y Simple), banda X.

BANDA S	Rectangular WR-430	Ridge doble WRD-200	Ridge simple WRD-200
Modo Fundamental	TE ₁₀	TE	TE
1 ^{er} Modo Superior	TE ₀₁ , TE ₂₀	TE	TE
f _{c1} (GHz)	1.37	1.64	1.97
f _{c2} (GHz)	2.75	4.90	4.48
Constante dieléctrica (ε _r)	1	1	1

Tabla 5.2: Propiedades de las guías WR-430 y WRD-200 (Doble y Simple), banda S.

5.1. Transición Rectangular - Ridge Doble, banda X

En estas transiciones el diseño consiste en escalonar de un tipo de guía a otro, consiguiendo con esto la transformación de impedancias entre ambas guías. La figura 5.1 numera los diferentes escalones, para entender los parámetros de diseño explicados en la tabla 5.3. En las transiciones siguientes se siguen la misma metodología de numeración.

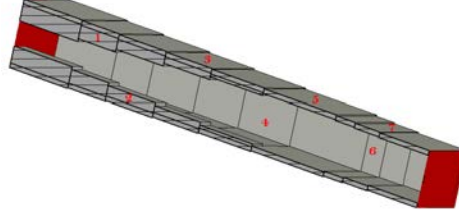


Figura 5.1: Parámetros de la transición rectangular-ridge doble, banda X.

Se ha ido variando el número de escalones, hasta conseguir las mejores características. Como el proceso de ir añadiendo los escalones es repetitivo, se ha realizado el diseño casi completo con un *script* de *Matlab*, la explicación de comunicación entre *Matlab* y *CST* se explica en el Anexo A.2..

En la figura 5.2 se pueden comparar las pérdidas de retorno de las topologías con diferente número de escalones.

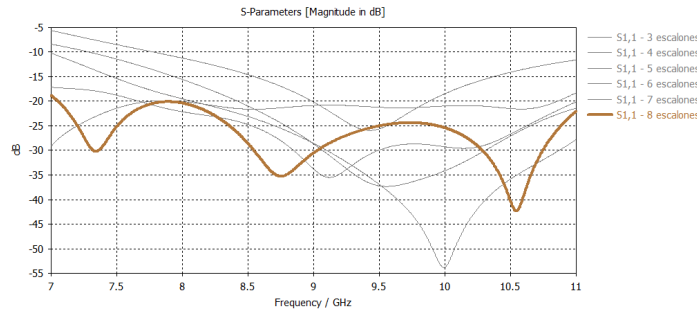


Figura 5.2: Parámetros $|S_{11}|$ de diferentes escalones. Transición rectangular-ridge doble, banda X.

Analizando los diferentes diseños, el que va a considerarse es el de los 8 escalones por presentar las mejores características, figura 5.3a.

La banda de adaptación por debajo de un coeficiente de -20 dB es prácticamente toda la banda de trabajo, figura 5.3b. Además, el nivel de transmisión a partir de los 7.5 GHz en el peor de los casos es de -0.06 dB. La carta de Smith, 5.3d, muestra la adaptación de ambas impedancias, con lazos con varias vueltas sobre el valor de la impedancia de referencia.

El porcentaje de frecuencia en el que el coeficiente de adaptación está por debajo de los 20 dB es de 44.4%. Las dimensiones de esta transición se encuentran en la tabla 5.3.

La frecuencia de corte del modo fundamental de la guía rectangular es de 6.56 GHz, tabla 5.1, lo que justifica el comportamiento de las pérdidas de inserción, y por ello anteriormente se ha analizado su comportamiento a partir de los 7.5 GHz. Además, la figura 5.4 muestra como los modos superiores se encuentran al corte por debajo de los -60 dB, salvo el primer

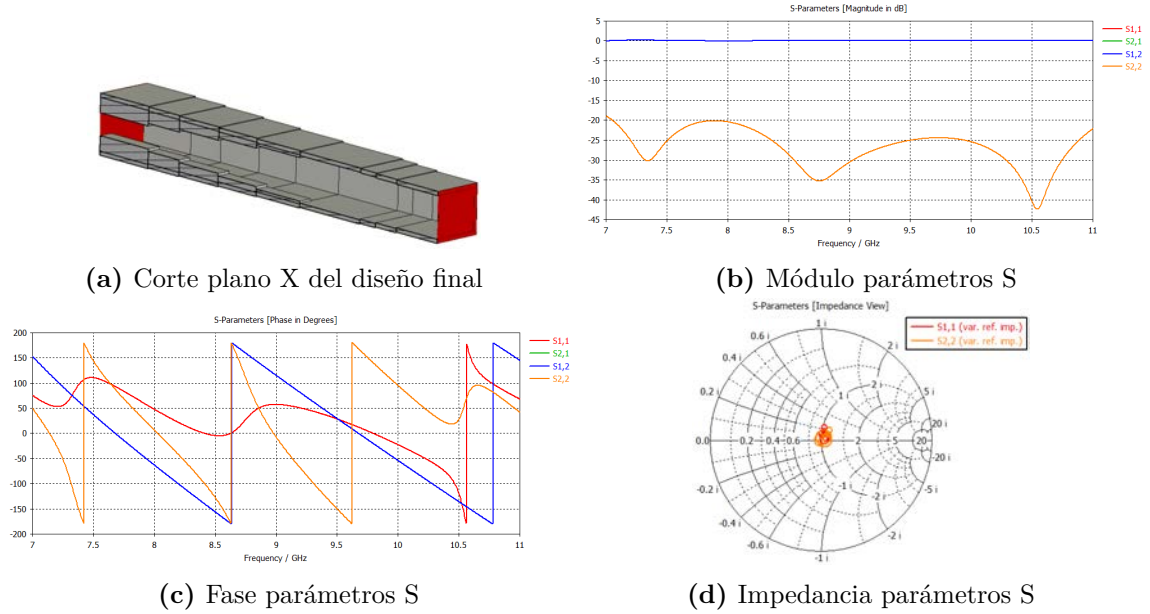


Figura 5.3: Diseño final. Transición rectangular-ridge doble, banda X.

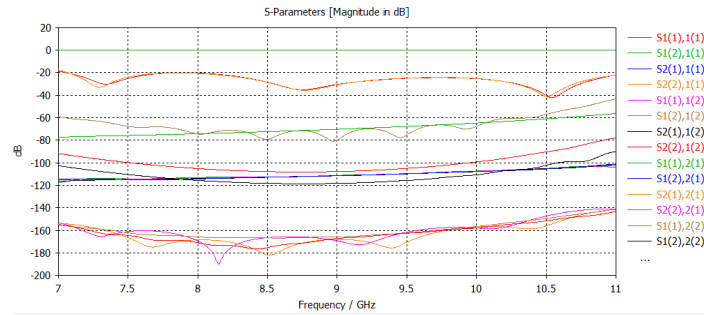


Figura 5.4: Módulo parámetros S de diferentes modos. Transición rectangular-ridge doble, banda X.

superior de la guía ridge, que a partir de los 10.5 GHz se aprecia un cambio de comportamiento, ya que su frecuencia de corte es de 11.68 GHz y esta dejando de estar atenuado.

5.2. Transición Rectangular - Ridge Doble, banda S

En este diseño se ha seguido el mismo procedimiento que la transición análoga en banda X. Se obtienen las mejores pérdidas tanto de retorno como de inserción y la mejor adaptación con 14 escalones como se ve en la figura 5.5a.

La frecuencia de corte del modo fundamental de la guía ridge es 1.64 GHz, por eso la diferencia de comportamiento de los módulos de los parámetros S_{11} y S_{22} en las primeras frecuencias de la banda de trabajo. Esto también explica que las pérdidas de inserción sean mayores como se ve en la figura 5.5b; a partir de 1.9 GHz, el peor nivel de transmisión es de -0.12 dB. En 5.5c se aprecia que la impedancia a la salida de la guía rectangular está adaptada, la curva se agrupa alrededor de una reactancia nula y a su resistencia de referencia. En cambio, a la entrada de la ridge, en toda la banda de frecuencias, la reactancia toma valores negativos, es decir, presenta un carácter capacitivo, esto se debe a la posición del plano de referencia, porque el valor real de dichas impedancias es el mismo.

La banda de adaptación por debajo de los 20 dB va desde los 1.98 hasta los 2.70 GHz,

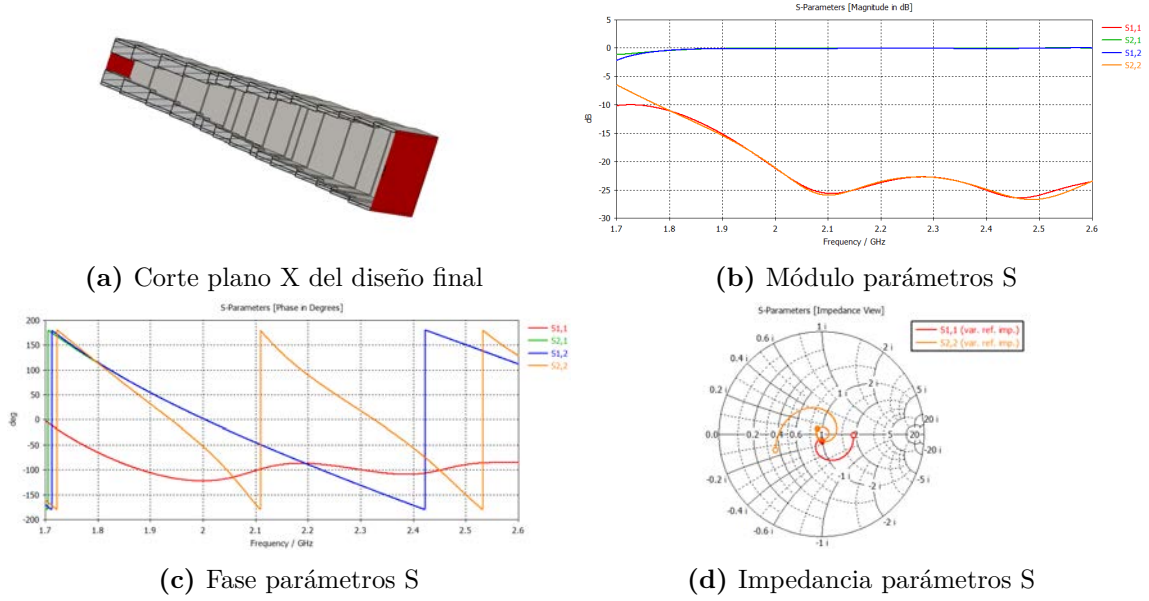


Figura 5.5: Diseño final. Transición rectangular-ridge doble, banda S.

es decir, es del 32.0%. En la tabla 5.4 se encuentran los valores de los parámetros de la estructura.

5.3. Transición Rectangular - Ridge Simple, banda X

Esta topología se ha desarrollado con el mismo *script* de *Matlab*, ya que el escalonado para transformar las impedancias es análogo. En CST MWS es donde se realizan las optimizaciones de los diseños para conseguir las menores pérdidas de inserción y la mejor banda de adaptación.

En 5.6 se presentan las pérdidas de retorno de las estructuras con un número de escalones diferente.

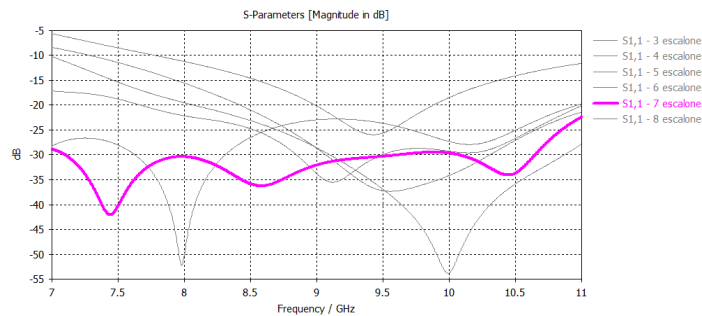


Figura 5.6: Parámetros $|S_{11}|$ de diferentes escalones. Transición rectangular-ridge simple, banda X.

El diseño que va a considerarse es el de la figura 5.7a, con 7 escalones. Presenta valores de $|S_{11}|$ por debajo de los 25 dB en casi toda la banda de trabajo, mejor que con los otros números de escalones, 5.6.

Las pérdidas de inserción son muy cercanas a cero en casi toda la banda de trabajo, con el menor nivel de transmisión de -0.14 dB. En esta transición, el porcentaje de frecuencia en el

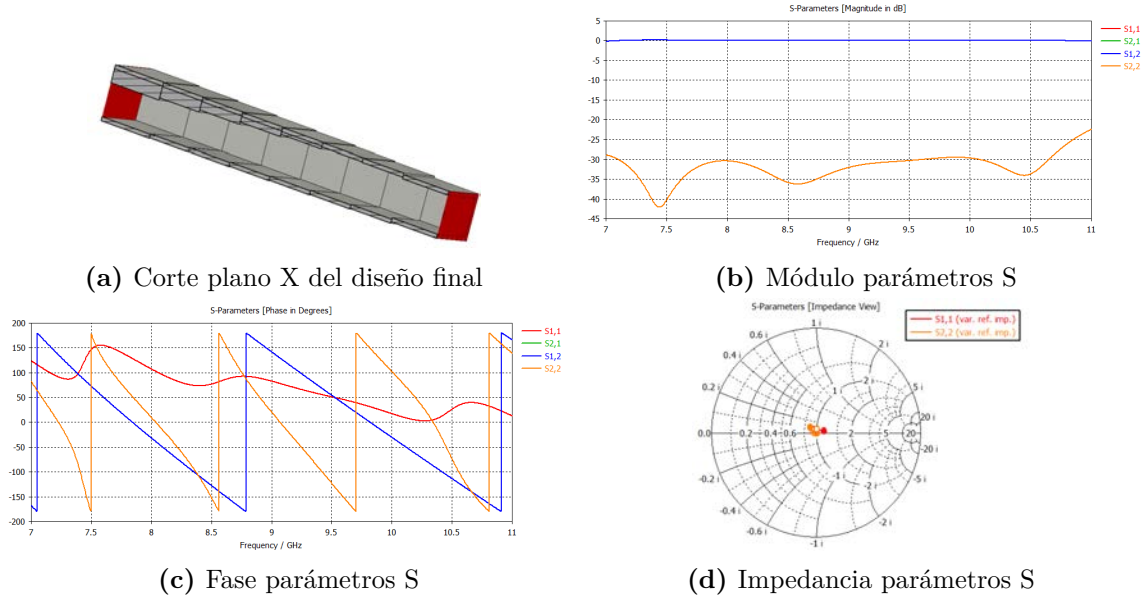


Figura 5.7: Diseño final. Transición rectangular-ridge simple, banda X.

que el coeficiente de adaptación es inferior a los 20 dB es del 46.5%. Las dimensiones finales del diseño se encuentran en la tabla 5.5.

La carta de Smith, 5.7d muestra la adaptación de la impedancia de la guía ridge con un lazo de varias vueltas alrededor de su impedancia de referencia. La impedancia de la guía ridge, se agrupa alrededor de valores positivos de la reactancia, pero a la resistencia de referencia, teniendo un pequeño nivel inductivo.

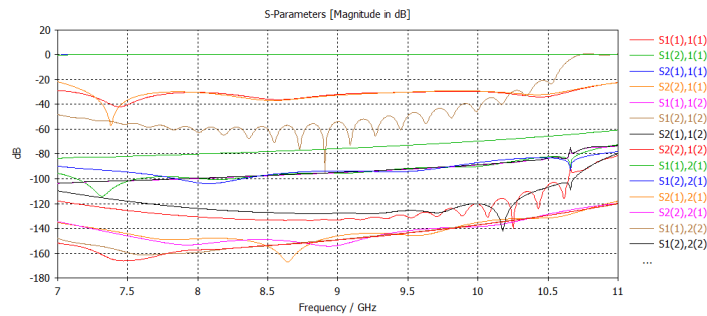


Figura 5.8: Módulo parámetros S de diferentes modos. Transición rectangular-ridge simple, banda X.

La figura 5.8 muestra el comportamiento en dB de los modos fundamentales y de los primeros superiores. Los modos fundamentales se están propagando desde el principio de la banda de trabajo, por eso las pérdidas de inserción son prácticamente nulas. Hasta los 10 GHz los superiores pueden considerarse modos al corte, pero a partir de esta frecuencia el primer superior de la guía ridge deja de estar atenuado ($S1(2),1(2)$), aunque hasta los 11.68 GHz, no comienza a propagarse, siendo esta su frecuencia de corte, tabla 5.1.

5.4. Transición Rectangular - Ridge Simple, banda S

A partir de un *script* de *Matlab* se realiza el diseño de esta transición. Se han optimizado diferentes modelos variando el número de escalones para la transformación de impedancias. Finalmente el diseño que va a considerarse cuenta con 12 escalones, ya que es el que mejores resultados presenta, figura 5.9a.

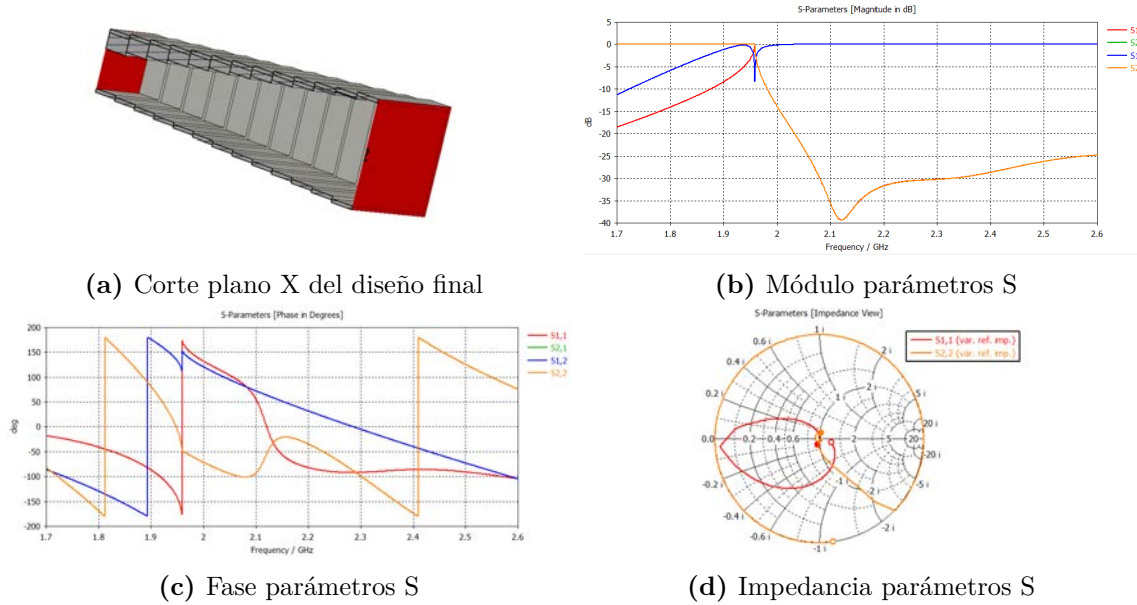


Figura 5.9: Diseño final. Transición rectangular-ridge simple, banda S.

En otros diseños con la guía ridge simple WRD-200 ya se ha visto que al principio de la banda de frecuencia su modo fundamental aún no se está propagando, ya que su frecuencia de corte es 1.97 GHz, tabla 5.2. Esto es lo que explica que las pérdidas de retorno de esta guía comienzan siendo de 0 dB y por ello las pérdidas de inserción no son las esperadas. A partir de los 1.95 GHz, figura 5.9b las pérdidas de retorno caen rápidamente y el nivel de transmisión se aproxima a cero con frecuencias superiores a 1.97 GHz hasta el final de la banda de trabajo, obteniendo el peor valor de -0.35 dB justo cuando empieza a propagarse dicho modo. En 5.9d, se muestra una desadaptación de impedancias a las frecuencias más bajas, la explicación es la misma, que hasta los 1.97 GHz el modo fundamental de la guía ridge no se propaga.

La banda de adaptación, con un coeficiente inferior a los 20 dB, es del 127.4%. En la tabla 5.6 están los valores de los parámetros de la estructura.

5.5. Estudio de tolerancias

En la construcción de diseños, las máquinas introducen pequeños errores por falta de precisión, que, como ya se ha comentado en otros apartados, reciben el nombre de tolerancias de mecanizado.

Es importante tener en cuenta estos problemas de precisión, ya que una estructura puede dejar de cumplir los requisitos de diseño volviéndose inútil tras su fabricación.

En secciones anteriores se ha explicado como con una distribución normal con un intervalo entre -0.1 y +0.1 se han generado los incrementos para sumar a los valores nominales de los

diseños optimizados y estudiar así el efecto en las prestaciones de los diseños realizados.

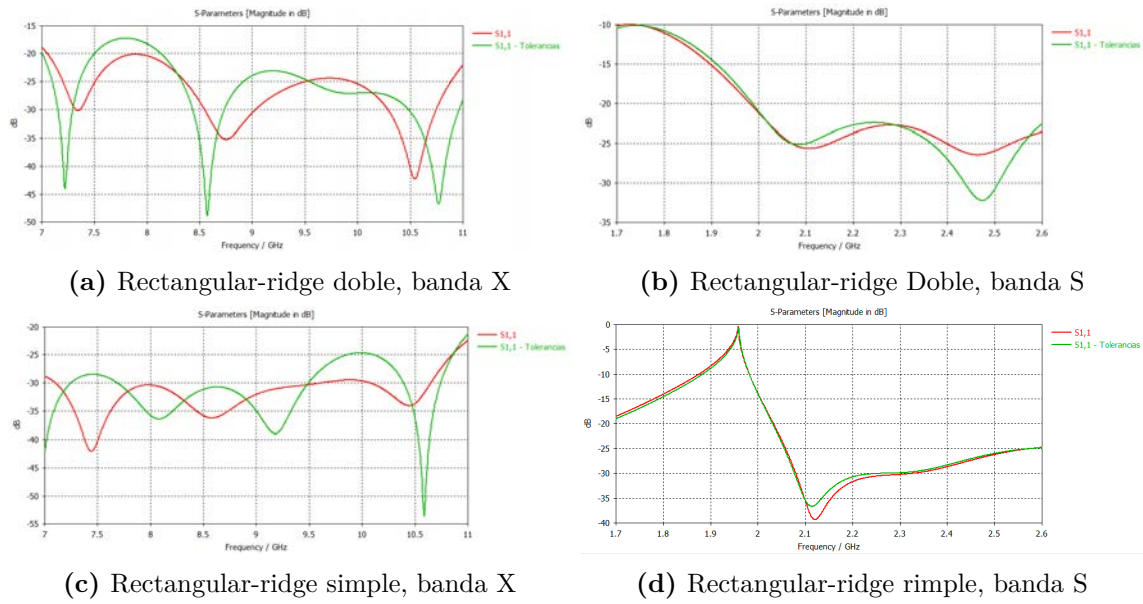


Figura 5.10: Estudio de tolerancias en transiciones del tipo rectangular-ridge.

En este estudio de tolerancias, figura 5.10, el ancho de banda apenas se encuentra afectado y la variación de las pérdidas de retorno no supera los 5 dB, salvo en 5.10c, pero sigue estando por debajo de los 20 dB, cumpliendo las prestaciones iniciales. El incremento con respecto al valor nominal de cada parámetro se encuentra en las tablas de la siguiente sección.

Analizando todos los estudios de tolerancias realizados en este proyecto, se concluye que varían mucho más los resultados en banda X. La diferencia se debe a que el tamaño de los diseños en la banda con frecuencia central de 2.25 GHz es aproximadamente 4 veces más grande que en banda S, pero el intervalo de los valores de las tolerancias es el mismo, por lo tanto, el porcentaje de variación es menor y por ende los resultados se asemejan más a los optimizados.

5.6. Valores de los parámetros de los diseños

En esta sección se adjuntan las tablas con las explicación de los parámetros de cada diseño junto con sus valores finales optimizados y su incremento para el estudio de tolerancias.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción	Δ tolerancias (mm)
a_{ridge}	27.69	Medida horizontal de la cavidad de la guía	+0.01
b_{ridge}	12.85	Medida vertical de la cavidad de la guía	+0.06
$dx_{\text{escalones}}$	0.60	Longitud horizontal que disminuye cada escalón	-0.07
$dy_{\text{escalones}}$	0.34	Longitud vertical que disminuye cada escalón	+0.04
lx_{ridge}	6.91	Profundidad del ridge	+0.01
ly_{ridge}	3.69	Altura del ridge	-0.07
lz_1	12.47	Anchura del escalón 1	+0.04
ly_{iris1}	2.93	Anchura iris 1	-0.10
lz_2	13.20	Anchura del escalón 2	+0.08
ly_{iris2}	2.16	Anchura iris 2	-0.04
lz_3	12.71	Anchura del escalón 3	+0.03
ly_{iris3}	1.39	Anchura iris 3	+0.02
lz_4	14.54	Anchura del escalón 4	-0.01
ly_{iris4}	0.62	Anchura iris 4	+0.08
lz_5	19.83	Anchura del escalón 5	+0.02
lz_6	5.21	Anchura del escalón 6	-0.09
lz_7	6.73	Anchura del escalón 7	+0.07
$lz_{\text{rectangular}}$	13.40	Anchura de la guía rectangular 2	+0.10
$a_{\text{rectangular}}$	22.86	Medida horizontal de la cavidad de la guía WR-90	+0.10
$b_{\text{rectangular}}$	10.16	Medida vertical de la cavidad de la guía WR-90	+0.09

Tabla 5.3: Parámetros de la transición rectangular-ridge doble, banda X.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción	Δ tolerancias (mm)
a_{ridge}	65.79	Medida horizontal de la cavidad de la guía	-0.03
b_{ridge}	30.61	Medida vertical de la cavidad de la guía	-0.05
$dx_{\text{escalones}}$	3.10	Longitud horizontal que aumenta cada escalón	-0.06
$dy_{\text{escalones}}$	1.71	Longitud vertical que aumenta cada escalón	-0.06
lx_{ridge}	6.91	Profundidad del ridge	+0.01
ly_{ridge}	3.69	Altura del ridge	-0.07
lz_1	23.52	Anchura del escalón 1	+0.05
ly_{iris1}	8.18	Anchura iris 1	-0.06
lz_2	22.03	Anchura del escalón 2	-0.05
ly_{iris2}	7.55	Anchura iris 2	-0.09
lz_3	21.06	Anchura del escalón 3	+0.02
ly_{iris3}	6.92	Anchura iris 3	-0.10
lz_4	6.63	Anchura del escalón 4	+0.04
ly_{iris4}	6.29	Anchura iris 4	-0.10
lz_5	11.55	Anchura del escalón 5	+0.01
ly_{iris5}	5.66	Anchura iris 5	0.00
lz_6	14.85	Anchura del escalón 6	0.00
ly_{iris6}	5.03	Anchura iris 6	+0.04
lz_7	18.86	Anchura del escalón 7	-0.03
ly_{iris7}	4.40	Anchura iris 7	+0.06
lz_8	5.62	Anchura del escalón 8	-0.07
ly_{iris8}	3.78	Anchura iris 8	+0.10
lz_9	12.95	Anchura del escalón 9	+0.07
ly_{iris9}	3.15	Anchura iris 9	+0.10
lz_{10}	22.32	Anchura del escalón 10	-0.09
ly_{iris10}	2.52	Anchura iris 10	+0.10
lz_{11}	18.49	Anchura del escalón 11	0.00
ly_{iris11}	1.89	Anchura iris 11	+0.10
lz_{12}	12.92	Anchura del escalón 12	+0.01
ly_{iris12}	1.26	Anchura iris 12	+0.10
lz_{13}	16.35	Anchura del escalón 13	-0.02
ly_{iris13}	0.63	Anchura iris 13	+0.10
$lz_{\text{rectangular}}$	18.92	Anchura de la guía rectangular 2	-0.07
$a_{\text{rectangular}}$	109.22	Medida horizontal de la cavidad de la guía WR-430	+0.05
$b_{\text{rectangular}}$	30.61	Medida vertical de la cavidad de la guía WR-430	-0.05

Tabla 5.4: Parámetros de la transición rectangular-ridge doble, banda S.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción	Δ tolerancias (mm)
a_{ridge}	27.69	Medida horizontal de la cavidad de la guía WRD-475 simple	-0.10
b_{ridge}	12.85	Medida vertical de la cavidad de la guía WRD-475 simple	-0.08
$dx_{\text{escalones}}$	0.69	Longitud horizontal que disminuye cada escalón	-0.03
$dy_{\text{escalones}}$	0.38	Longitud vertical que disminuye cada escalón	0.00
lx_{ridge}	6.91	Profundidad del ridge	-0.05
ly_{ridge}	3.69	Altura del ridge	+0.02
lz_1	13.50	Anchura del escalón 1	+0.03
ly_{iris1}	2.90	Altura iris 1	+0.06
lz_2	13.50	Anchura del escalón 2	+0.10
ly_{iris2}	2.11	Altura iris 2	+0.10
lz_3	13.50	Anchura del escalón 3	+0.05
ly_{iris3}	1.32	Altura iris 3	+0.10
lz_4	13.50	Anchura del escalón 4	-0.08
ly_{iris4}	0.53	Altura iris 4	+0.10
lz_5	13.50	Anchura del escalón 5	+0.03
lz_6	13.50	Anchura del escalón 6	+0.05
$lz_{\text{rectangular}}$	15.00	Anchura de la guía rectangular 2	0.00
$a_{\text{rectangular}}$	22.86	Medida horizontal de la cavidad de la guía WR-90	+0.02
$b_{\text{rectangular}}$	10.16	Medida vertical de la cavidad de la guía WR-90	+0.03

Tabla 5.5: Parámetros de la transición rectangular-ridge simple, banda X.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción	Δ tolerancias (mm)
a_{ridge}	65.79	Medida horizontal de la cavidad de la guía	+0.05
b_{ridge}	30.61	Medida vertical de la cavidad de la guía	-0.01
dx_{escalones}	3.62	Longitud horizontal que aumenta cada escalón	-0.07
dy_{escalones}	2.00	Longitud vertical que aumenta cada escalón	-0.05
lx_{ridge}	6.91	Profundidad del ridge	+0.03
ly_{ridge}	3.69	Altura del ridge	-0.06
lz₁	15.00	Anchura del escalón 1	-0.01
ly_{iris1}	8.07	Anchura iris 1	-0.10
lz₂	15.00	Anchura del escalón 2	+0.08
ly_{iris2}	7.34	Anchura iris 2	-0.10
lz₃	15.00	Anchura del escalón 3	-0.02
ly_{iris3}	6.60	Anchura iris 3	-0.10
lz₄	15.00	Anchura del escalón 4	+0.05
ly_{iris4}	5.87	Anchura iris 4	-0.10
lz₅	15.00	Anchura del escalón 5	-0.02
ly_{iris5}	5.14	Anchura iris 5	-0.09
lz₆	15.00	Anchura del escalón 6	+0.06
ly_{iris6}	4.40	Anchura iris 6	-0.09
lz₇	15.00	Anchura del escalón 7	+0.05
ly_{iris7}	3.67	Anchura iris 7	-0.10
lz₈	15.00	Anchura del escalón 8	-0.02
ly_{iris8}	2.93	Anchura iris 8	-0.10
lz₉	15.00	Anchura del escalón 9	-0.06
ly_{iris9}	2.20	Anchura iris 9	-0.10
lz₁₀	15.00	Anchura del escalón 10	+0.06
ly_{iris10}	1.47	Anchura iris 10	-0.09
lz₁₁	15.00	Anchura del escalón 11	+0.09
ly_{iris11}	0.73	Anchura iris 11	-0.10
lz_{rectangular}	15.00	Anchura de la guía rectangular WR-430	-0.03
a_{rectangular}	109.22	Medida horizontal de la cavidad de la guía WR-430	-0.07
b_{rectangular}	30.61	Medida vertical de la cavidad de la guía WR-430	-0.01

Tabla 5.6: Parámetros de la transición rectangular-ridge simple, banda S.

6. Conclusiones

6.1. Resumen

La evolución exponencial de los sistemas de comunicaciones (radares civiles y militares, sistemas DBS y de tele-emergencia, etc.) en las últimas décadas, ha obligado a desarrollar nuevas técnicas mejorando la calidad de los enlaces, para evitar interferencias y ofrecer una alta velocidad de transmisión, latencias bajas y un ancho de banda elevado.

Para mejorar la calidad del canal entre transmisor y receptor se necesitan dispositivos físicos como multiplexores, acopladores o filtros; todos ellos, bien en el sistema o para su caracterización experimental, necesitan estructuras capaces de convertir la energía que se transporta entre medios de transmisión con diferentes características. Estas estructuras, denominadas transiciones, han sido el objetivo principal de este TFM.

Debido a que las bandas de operación utilizadas en las transiciones oscilan entre 1 y 14 GHz, se ha utilizado la tecnología de guía de onda convencional, evitando las pérdidas por propagación en espacio libre y aumentando así la calidad del enlace.

Antes de comenzar los diseños, se han estudiado estos medios de transmisión, caracterizando sus campos electromagnéticos, constantes de propagación, impedancias, líneas de transmisión, etc.

Posteriormente, se ha realizado el estudio de las transiciones entre los modos fundamentales de estos sistemas, partiendo de los modelos ya existentes en la literatura. Las estructuras diseñadas, consisten en todas las combinaciones posibles entre cable coaxial, guía rectangular y ridge. Para llevarlas a cabo se han visto diferentes alternativas y distintas topologías para hacer los transformadores modales, optimizando sus características y finalmente evaluando sus prestaciones para distintos sistemas.

El ancho de banda fraccional obtenido en los resultados de las transiciones realizadas: guía coaxial-rectangular, guía coaxial-ridge y guía rectangular-ridge, se plasma en las tablas 6.1 y 6.2. Se han considerado dos niveles de adaptación, por debajo de los 20 dB, que es, a priori, lo que se pretendía conseguir en todas las transiciones y por debajo de 15 dB para poder comparar todos los resultados.

Se puede observar que los mejores resultados se obtienen en las transiciones de guía rectangular a ridge. Esto era de esperar, ya que la transmisión es entre modos TE. La conversión de modos y la adaptación de impedancias es más compleja cuando está presente el conector coaxial porque su modo fundamental es TEM, necesitando elementos capacitivos o inductivos para conseguir las prestaciones requeridas. Como se ha tenido en cuenta el compromiso entre sencillez, tamaño y calidad del enlace, en estas transiciones no se consiguen resultados extraordinarios.

Las transiciones realizadas se diseñan tanto en banda X con una frecuencia central de 9 GHz, como en S centrada en 2.25 GHz. Si se hace una comparativa de los resultados de ambas bandas, se puede concluir que el ancho de banda relativo, por lo general, es mayor en X, pero,

BANDA X	FBW (%) [S ₁₁ ≤ -20dB]	FBW (%) [S ₁₁ ≤ -15dB]
SMA perpendicular-WR90	15.0	81.5
SMA en línea-WR90	31.4	37.9
SMA perpendicular-WRD475 Doble	39.6	60.7
SMA perpendicular-WRD475 Simple	-	30.6
SMA en línea-WRD475 Doble	-	29.6
SMA en línea-WRD475 Simple	-	29.5
WR90-WRD475 Doble	44.4	52.8
WR90-WRD475 Simple	46.5	103.8

Tabla 6.1: Resumen de los resultados de los diseños en banda X.

BANDA S	FBW (%) [S ₁₁ ≤ -20dB]	FBW (%) [S ₁₁ ≤ -15dB]
SMA perpendicular-WR430	7.0	16.2
SMA en línea-WR430	13.2	17.1
SMA perpendicular-WRD200 Doble	13.4	27.2
SMA perpendicular-WRD200 Simple	6.4	12.6
SMA en línea-WRD200 Doble	34.4	45.4
SMA en línea-WRD200 Simple	19.7	25.9
WR430-WRD200 Doble	32.0	169.9
WR430-WRD200 Simple	127.4	106.1

Tabla 6.2: Resumen de los resultados de los diseños en banda S.

sin embargo, a diferencia de la banda centrada en 9 GHz, en banda S se puede hablar, en todos los diseños, de una banda de adaptación por debajo de los 20 dB (aunque la fracción sea muy pequeña), que era la intención de diseño.

Además de las transiciones, se ha realizado un estudio de tolerancias de cada estructura para evaluar su construcción, ya que ninguna máquina es capaz de fabricar las piezas con todas las dimensiones con precisión, por lo que si la transición estuviera fuera de los límites de tolerancia, el diseño fabricado pierde su utilidad por no cumplir las intenciones de diseño. En el estudio realizado se confirma que la mayoría de estructuras están en el intervalo de tolerancias de ± 0.1 mm. En banda X las transiciones son de menor tamaño y por lo tanto el porcentaje de variación de las dimensiones es mayor; por eso, también son mayores las diferencias de simulación con respecto a los valores óptimos.

6.2. Trabajo futuro

Con el estudio de las transiciones aparecen líneas de trabajo futuro, de mejora y nuevas aportaciones:

- Construir mediante impresión 3D alguna estructura obteniendo resultados experimentales para poder comparar con los teóricos y verificar su correcto funcionamiento.
 - Mejorar el estudio de tolerancias, realizando simulaciones con varias distribuciones normales de diferentes intervalos.
 - Realizar un estudio de sensibilidad, para localizar las dimensiones de las piezas de las transiciones que más influyen en los resultados, pudiendo explotar menos parámetros consiguiendo las prestaciones requeridas.
 - Mejorar los diseños realizados. Por ejemplo, en las transiciones perpendiculares de guía coaxial a guía rectangular, pueden mejorarse las simulaciones añadiendo bloques metálicos en el suelo de la guía rectangular, con los resultados se puede evaluar si compensan las mejoras con la complejidad del diseño. Las transiciones entre guía rectangular y ridge realizadas, presentan buenos resultados a costa de tener un gran tamaño, pueden diseñarse con menos transformadores y evaluar si la reducción de tamaño compensa con los resultados obtenidos. El tamaño de la estructura es determinante, ya que si este es elevado, la integración en algunos sistemas no es viable.
 - Otra guía de onda muy común es la guía circular, por lo que se podría realizar un estudio añadiendo dicha guía a las combinaciones realizadas en este proyecto.
-

Bibliografía

- [1] Trent River Duivenvoorden Johannes Theodorus Cornelis. *Coupler with waveguide transition for an antenna in a radar-based level measurement system*. Siemens Milltronics Process Instruments Inc., Peterborough, Ontario (CA), US 7453,393 B2, 18 enero, 2005.
- [2] Sushil Singh Lalit Suthar Meenakshi Durga, Seema Tomar. *Millimeter Wave In-line Coaxial-to-Rectangular Waveguide Transition*. Defence Electronics Application Laboratory, DRDO, Dehradun, India, Diciembre, 2011.
- [3] Peter Delmotte. *Waveguide-Coaxial Line Transitions*. Belgian Microwave Roundtable, ON4CDQ, 2001.
- [4] G. Wheeler. *Broadband waveguide-to-coax transitions*. 1958 IRE International Convention Record, vol. 5:pp.182–185, 1957.
- [5] G. Sanyal M. Deshpande, B. Das. *Analysis of an end launcher for an X-band rectangular waveguide*. IEEE, vol. 27:pp.731–735, 1979.
- [6] Michael Saad. *A More Accurate Analysis and Design of Coaxial-to-Rectangular Waveguide End Launcher*. Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.2:pp.129–134, Febrero, 1990.
- [7] Matthew N.O. Sadiku. *Numerical Techniques in Electromagnetics*. CRC Press, 12 Julio, 2000.
- [8] B.-C. Bang, J.-H. & Ahn. *Coaxial-to-circular waveguide transition with broadband mode-free operation*. Electronics Letters 50, 10.1049/el.2014.2667:pp.1453–1454, 12 Julio, 2014.
- [9] Gaofeng Guo-Ruixing Nie Wang Yi, En Li. *An X-band coaxial-to-rectangular waveguide transition*. University of Electronic Science and Technology of China Chengdu, 611731, China, pp.129-131, 2011.
- [10] A. P. Mayorov M. B. Manuilov V. A. Rudakov, V. A. Sledkov. *Compact wide-band coaxial-to waveguide microwave transitions for X and KU bands*. Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russia, pp.475-477, Septiembre, 2013.
- [11] G. Kabilo H. Matzner N. Tako, E. Levine. *Compact wide-band coaxial-to waveguide microwave transitions for X and Ku bands*. The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), 10.1109/ICATT.2013.6650817:pp.908 – 911, 2014.
- [12] J.A. López-Fernández L. Vigil, F. Tercero. *Diseño y construcción de una transición en guía de ondas y acoplador direccional en banda X para el criostato alemán en O'higgins*. Propuesta del Centro de Desarrollos Tecnológicos de Yebes (C.D.T.), 2013.
- [13] Guo Gao-feng Wang Yi Nie Rui-xing, Li En. *Simulation and Design of 18-40GHz Ridge Waveguide to Coaxial Transition*. IEEE International Conference on Microwave Technology and Computational Electromagnetics, pp.183-185, 2011.

- [14] R. Rossi R. Vincenti Gatti, M. Dionigi. *X-band right-angle coaxial-to-single ridge waveguide compact transition with capacitive coupling*. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Noviembre, 2018.
- [15] Antenna Magus. *Coax to Dual-Ridged Rectangular Waveguide Transition*. Antenna Magus, 12 septiembre 2010. URL http://www.antennamagus.com/database/antennas/antenna_page.php?id=304.
- [16] Gao-Feng Guo-Tao Yang Lin-Sheng Liu Yang Zhou, En Li. *Design of Millimeter Wave Wideband Transition From Double-ridge Waveguide to Coaxial Line*. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, pp. 26-33, 5 Octubre, 2010.
- [17] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, Inc., Amherst, 2012.
- [18] Robert E. Collin. *Foundations for Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, Inc., Cleveland, 2001.
- [19] Jorge A. Ruiz Cruz. *Medios de Transmisión*. Asignatura del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid, 2013.
- [20] Juan Córcoles Ortega Jorge A. Ruiz Cruz. *Dispositivos de Radiocomunicaciones*. Asignatura del Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicaciones, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid, 2013.
- [21] U. Rosenberg Sadiku J. Uher, J. Bornemann. *Waveguide components for antenna feed systems: theory and CAD*. Artech House, 1993.
- [22] T.-S. Chen. *An X-band coaxial-to-rectangular waveguide transition*. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 5:pp.129–131, Enero, 1957.
- [23] Bernhard Wolf. *Handbook of Ion Sources*. CRC Press, Darmstadt, Alemania, 1995.
- [24] Wikipedia. *SMA connector*. Wikipedia, 19 abril 2019. URL https://en.wikipedia.org/wiki/SMA_connector.
- [25] RS. Conector sma te connectivity 1-1478967-0, hembra, recta, estándar, 50Ω, montaje de reborde, soldador, coaxial, oro. RS, 31 marzo 2000. URL <https://es.rs-online.com/web/p/conectores-sma/4683233/>.
- [26] Symeon Symeonidis. *Cst-matlab-api*. SS, 27 septiembre 2018. URL <https://github.com/simos421/CST-MATLAB-API>.
- [27] Eddie Wadbro Martin Berggren Emadeldeen Hassan, Daniel Noreland. *Topology Optimisation of Wideband Coaxial-to-Waveguide Transitions*. *Scientific Reports*, vol. 7(No. 45110), 23 marzo, 2017.
- [28] CST. *Optimizer - Settings*, 2018. URL [file:///C:/Program%20Files%20\(x86\)/CST%20STUDIO%20SUITE%202018/Online%20Help/mergedProjects/3D/special_solvopt/special_solvopt_optimizer_parameters.htm](file:///C:/Program%20Files%20(x86)/CST%20STUDIO%20SUITE%202018/Online%20Help/mergedProjects/3D/special_solvopt/special_solvopt_optimizer_parameters.htm).

Lista de Acrónimos y Abreviaturas

5G Quinta generación de tecnologías de telefonía móvil.

CST MWS *Computer Simulation Technology Microwave Studio.*

DBS *Direct Broadcast Satellite.*

EIA *Electronic Industries Alliance.*

FBW *Fractional Bandwidth.*

NASA *National Aeronautics and Space Administration.*

PTFE politetrafluoretileno.

SMA *SubMiniature version A.*

TE Transversal Eléctrico.

TEM Transversal electromagnético.

TFM Trabajo Fin de Máster.

TM Transversal Magnético.

A. CST Microwave Studio

CST MWS, es un *software* de simulación 3D de componentes de alta frecuencia, proporcionando soluciones computacionales precisas y eficientes para el diseño y análisis electromagnéticos, la versión 2018 es la utilizada en el TFM.

A.1. Optimización

Todas las optimizaciones de los diseños realizados en este proyecto se han hecho con esta herramienta. Son siete los algoritmos disponibles para dicha función: *Trust Region Framework*, *Nelder Mead Simplex Algorithm*, *CMA Evolutionary Strategy*, *Genetic Algorithm*, *Particle Swarm Optimization*, *Interpolated Quasi Newton*, *Classic Powell* [28].

El elegido es el predeterminado por defecto, *Trust Region Framework*, por ser el más moderno de los implementados. Este algoritmo selecciona una técnica de optimización incorporada en un marco de región de confianza, pudiendo configurarse para que sea un método local o global, en este caso se ha elegido local, por ser el método del algoritmo original. El algoritmo comienza con la construcción de un modelo lineal con los datos primarios en una región de "confianza" alrededor del punto de partida. Para crear el modelo, se explota la información de sensibilidad de los datos primarios si el *solver* la proporciona. Para la siguiente evaluación, se realizan optimizaciones rápidas basadas en el modelo local para lograr un nuevo candidato, si es superior al del modelo se acepta dicho punto. Si el modelo no es suficientemente preciso, se reduce el radio de la región de confianza generando un modelo en dicha región. En la versión local, el algoritmo se detiene una vez que el radio de la región de confianza o la distancia al próximo óptimo predicho es más pequeño que la precisión del dominio especificado.

A.2. Conexión de Matlab con CST Microwave Studio

La utilización de ambas aplicaciones simultáneamente, permite explotar el máximo rendimiento de las características de las dos aplicaciones.

En este trabajo se utiliza por la fácil implementación con *Matlab* de los diseños que tienen elementos análogos gracias a los bucles. Pero además, podrían utilizarse los algoritmos de optimización que contiene dicha aplicación y una mayor calidad en la representación de los resultados 1D de *CST*.

Comunicación de Matlab con CST

Existen dos formas de invocar a *CST* desde *Matlab*:

- **Desde línea de comandos:** Este método consiste en invocar por línea de comando de *Matlab* a un archivo en *Visual Basic (VBA)* que contiene las instrucciones de *CST* que se quieren llevar a cabo. Este método es apropiado cuando el nombre del modelo *CST* y las operaciones a realizar se conocen de antemano y no van a necesitar modificaciones. Se pueden encontrar ejemplos en la ayuda de *CST Microwave Studio*.

- **Desde un *script*:** En este caso todos los comandos que van a ejecutarse en *CST*, se implementan en un .m en lugar de en un archivo .bas de *VBA*. De esta forma se tiene un control completo de *CST*, pudiendo realizar estudios paramétricos, resolver varios modelos, descartar o guardar resultados entre otras opciones. Por la versatilidad es este método el que se utiliza.

Implementación de *scripts* de *Matlab*

Lo primero es ejecutar la aplicación *CST* y abrir una nueva ventana o un modelo ya existente. La forma de hacerlo es la siguiente:

Código A.1: *Script Matlab*, proyecto nuevo

```

1 % Abrir CST
2 cst = actxserver('CSTStudio.application');
3 % Crear nuevo archivo
4 mws = cst.invoke('NewMWS');
5 % Guardar
6 mws.invoke('saveas','C:\Path\filename.cst','false');
7
8 % Definir Unidades
9 DefaultUnits(mws);
10
11 % Definir rango de frecuencias
12 frange1 = frange1;
13 frange2 = frange2 ;
14 DefineFrequencyRange(mws,frange1,frange2);

```

Código A.2: *Script Matlab*, abrir modelo

```

1 % Abrir CST
2 cst = actxserver('CSTStudio.application');
3 % Abrir archivo de diseño
4 mws = cst.invoke('OpenFile','C:\Path\filename.cst');
5 % Guardar
6 mws.invoke('saveas','C:\Path\filename.cst','false');

```

En [26] se encuentran casi todas las funciones necesarias para este proyecto, pero con el inconveniente de que no se guardan en el historial. Al no guardarse, como las optimizaciones se hacen desde *CST*, el valor de los parámetros de diseño no se actualiza en la estructura, por lo que se han tenido que implementar dichas funciones con modificaciones para solventar el problema del historial.

Las funciones implementadas son: *Add*, *Brick*, *Cylinder*, *DefaultUnits*, *DefineBackGround-Material*, *DefineFrequencyRange*, *Insert*, *Line*, *Material*, *Port*, *Rotate* y *Subtract*.

Un ejemplo de función se incluye a continuación:

Código A.3: Función *Brick Matlab*

```

1 function [ret] = Brick(mws, x1, y1, z1, x2, y2, z2, actionName, componentName, objectName, material)
2
3     ret = sprintf('With Brick');
4     ret = sprintf('%s\n.Reset', ret);
5     ret = sprintf(['%s\n.Name ' objectName ''], ret);
6     ret = sprintf(['%s\n.Component ' componentName ''], ret);
7     ret = sprintf(['%s\n.Material ' material ''], ret);
8
9     ret = sprintf(['%s\n.Xrange ' x1 ' ', ' x2 ''], ret);
10    ret = sprintf(['%s\n.Yrange ' y1 ' ', ' y2 ''], ret);
11    ret = sprintf(['%s\n.Zrange ' z1 ' ', ' z2 ''], ret);
12
13
14    ret = sprintf('%s\n.Create', ret);
15    ret = sprintf('%s\n.End With', ret);
16

```



```
17     invoke(mws, 'AddToHistory', actionName, ret);  
18  
19 end
```